

Pedro Becker Machado

**PROJETO DE FONTE CHAVEADA DE 1 kW CONTROLADA
POR TENSÃO E CORRENTE**

Trabalho de Conclusão de Curso
submetido ao Departamento de
Engenharia Elétrica e Eletrônica da
Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do título de
Bacharel em Engenharia Elétrica
Orientador: Prof. Dr. André Luís
Kirsten

Florianópolis
2018

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária
da UFSC.

Machado, Pedro Becker PROJETO DE FONTE CHAVEADA DE 1kW CONTROLADA
POR
TENSÃO E CORRENTE / Pedro Becker Machado ; orientador, André Luís
Kirsten, 2018.

132 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal
de Santa Catarina, Centro Tecnológico, Graduação em Engenharia
Elétrica, Florianópolis, 2018.

Inclui referências.

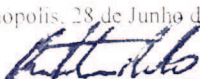
1. Engenharia Elétrica. 2. Eletrônica de potência. 3. Fonte
chaveada. I. Kirsten, André Luís . II. Universidade Federal de Santa
Catarina. Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Pedro Becker Machado

**PROJETO DE FONTE CHAVEADA DE 1 kW CONTROLADA
POR TENSÃO E CORRENTE**

**Este Trabalho foi julgado adequada para obtenção do Título de Bacharel
em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pela Banca
Examinadora**

Florianópolis, 28 de Junho de 2018.

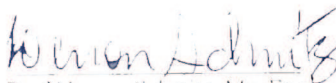


Prof. Renato Lucas Pacheco, Dr.
Coordenador do Curso


Banca Examinadora:



Prof. Andre Luis Kirsten, Dr. Eng.
Orientador (a)
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof.ª Lenon Schmitz, Me. Eng.
Universidade Federal de Santa Catarina



Evander Rodrigo de Souza Luz
Universidade Federal de Santa Catarina

Este trabalho é dedicado aos meus
colegas de classe e aos meus queridos
pais.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à equipe Ampera, por ter me dado o tema desse trabalho e por ter me ensinado muito mais do que todo o resto da graduação.

Agradeço Julio e Gilberto pelas ajudas no laboratório.

Agradeço Gustavo Pereira, por ter me apresentado a eletrônica de potência.

RESUMO

Esse trabalho apresenta o projeto teórico de um conversor CC-CC *full-bridge*, com algumas considerações práticas. O projeto foi feito em malha fechada e apresenta simulações com controle de corrente e tensão no *software* PSIM, assim como demonstração de cálculos de projeto de componentes e sua escolha.

Palavras-chave: Conversor CC-CC. Controle. Simulação. Eletrônica de potência.

ABSTRACT

This paper presents the theoretical design of a full-bridge DC-DC converter, with some practical considerations. The design was made in a closed loop and shows simulations using voltage and current control through software PSIM, as well as calculations for components and their choosing process.

Keywords: DC-DC converter. Control. Simulation. Power electronics.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de blocos de uma fonte linear.....	31
Figura 2 – Configuração básica do conversor CC-CC abaixador	34
Figura 3 – Simulação gerérica da tensão de saída da configuração básica do conversor CC-CC abaixador	35
Figura 4 – Conversor CC-CC <i>buck</i>	35
Figura 5 – Circuito e formas de onda do conversor CC-CC <i>buck</i>	36
Figura 6 – Conversor CC-CC <i>forward</i>	38
Figura 7 – Conversor CC-CC <i>push-pull</i>	39
Figura 8 – Conversor CC-CC half-bridge	40
Figura 9 – Conversor CC-CC full-bridge.....	40
Figura 10 – Denominação das chaves no conversor CC-CC <i>full-bridge</i>	43
Figura 11 – Esquma de chaveamento do conversor CC-CC full-bridge.....	44
Figura 12 – Primeira etapa de operação da modulação por largura de pulso no conversor CC-CC <i>full-bridge</i>	44
Figura 13 – Segunda etapa de operação da modulação por largura de pulso no conversor CC-CC <i>full-bridge</i>	45
Figura 14 – Terceira etapa de operação da modulação por largura de pulso no conversor CC-CC <i>full-bridge</i>	45
Figura 15 – Quarta etapa de operação da modulação por largura de pulso no conversor CC-CC <i>full-bridge</i>	45
Figura 16 – Acionamento por deslocamento de fase no conversor CC-CC full-bridge	46
Figura 17 – Primeira etapa de operação da modulação por deslocamento de fase no conversor CC-CC <i>full-bridge</i>	46
Figura 18 – Segunda etapa de operação da modulação por deslocamento de fase no conversor CC-CC <i>full-bridge</i>	47
Figura 19 – Terceira etapa de operação da modulação por deslocamento de fase no conversor CC-CC <i>full-bridge</i>	47
Figura 20 – Quarta etapa de operação da modulação por deslocamento de fase no conversor CC-CC <i>full-bridge</i>	47
Figura 21 – Transformador enrolado conforme projeto	52
Figura 22 – Indutor enrolado conforme projeto	54
Figura 23 – Forma de onda da tensão de saída na simulação.....	57

Figura 24 – Forma de onda da corrente de saída na simulação	58
Figura 25 – Forma de onda da corrente do indutor na simulação	58
Figura 26 – Forma de onda da corrente do diodo de saída na simulação	59
Figura 27 – Forma de onda da corrente do enrolamento primário na simulação.....	59
Figura 28 – Forma de onda da corrente do capacitor de saída na simulação.....	60
Figura 29 – Forma de onda da tensão no diodo de saída na simulação	60
Figura 30 – Forma de onda da tensão no primário do transformador na simulação.....	61
Figura 31 – Forma de onda da tensão nos MOSFETs na simulação	61
Figura 32 – Forma de onda da corrente nos MOSFETs ligados ao +Vcc na simulação.....	62
Figura 33 – Forma de onda da corrente nos MOSFETs ligados ao -Vcc na simulação	62
Figura 34 – Forma de onda da corrente de entrada na simulação	63
Figura 35 – Gate-driver	66
Figura 36 – Tempo morto do acionamento das chaves de um mesmo braço	67
Figura 37 – Formas de onda do teste com saturação do transformador.....	68
Figura 38 – Forma de onda da corrente no primário do transformador na simulação com capacitor e indutor em série	69
Figura 39 – Forma de onda da tensão no capacitor em série com o transformador	69
Figura 40 – Perda total de comutação dos MOSFETs	70
Figura 41 – Ruído no comando de um MOSFET	71
Figura 42 – Formas de onda em um teste prático sem problemas aparentes.....	72
Figura 43 – Teste prático com problema de provável ressonância	72
Figura 44 – Teste prático com problema de provável ressonância	73
Figura 45 – Protótipo final	74
Figura 46 – Modelo de pequenos sinais do conversor full-bridge	75
Figura 47 – Diagrama de Bode de amplitude da função de transferência de tensão	76
Figura 48 – Diagrama de Bode da fase da função de transferência de tensão.....	76
Figura 49 – Diagrama de Bode de amplitude da função de transferência de corrente	

.....	77
Figura 50 – Diagrama de Bode de fase da função de transferência de corrente.....	77
Figura 51 – Diagrama de blocos do controle	78
Figura 52 – Diagrama de Bode de amplitude da função de transferência controlada de tensão	78
.....	78
Figura 53 – Diagrama de Bode de fase da função de transferência controlada de tensão	79
.....	79
Figura 54 – Diagrama de Bode de amplitude da função de transferência controlada de corrente	79
Figura 55 – Diagrama de Bode de fase da função de transferência controlada de corrente	80
.....	80
Figura 56 – Forma de onda da tensão de saída no teste de degrau de carga.	81
Figura 57 – Forma de onda da corrente de saída no teste de degrau de carga.	81
Figura 58 – Fase entre os braços durante o teste de degrau de carga....	82
Figura 59 – Forma de onda da tensão de dois MOSFETs de braços diferentes na primeira situação de carga	82
Figura 60 – Forma de onda da tensão de dois MOSFETs de braços diferentes na segunda situação de carga.....	83
Figura 61 – Forma de onda da tensão e corrente de saída em situação de degrau de carga dentro do controle de tensão	83
Figura 62 – Forma de onda da tensão e corrente de saída em situação de degrau negativo de tensão de entrada.....	84
Figura 63 – Forma de onda da tensão e corrente de saída em situação de degrau positivo de tensão de entrada.....	84
Figura 64 – Forma de onda da tensão e corrente de saída em situação de referencia de tensão de saída em 80V	85
.....	85
Figura 65 – Forma de onda da tensão e corrente de saída em situação de referencia de corrente de saída em 8A	85

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Comparação das topologias.....	41
---	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

PWM – Modulação por largura de pulso

V_{out} – Tensão de saída

V_{in} – Tensão de entrada

I_{out} – Corrente de saída

I_{in} – Corrente de entrada

D – Razão cíclica

L – Indutância

C – Capacitância

L_o – Indutância de saída

C_o – Capacitância de saída

t – Tempo

T – Período

N_p – Número de espiras no primário

N_s – Número de espiras no secundário

I_{primed} – Corrente média no primário

P_{in} – Potencia de entrada

$I_{Q_{rms}}$ – Corrente eficaz em uma chave

$\Delta I_{\%}$ - Variação percentual de corrente

n – Relação de transformação do transformador

n_{pri} – Número de condutores no primário do transformador

n_{sec} – Número de condutores no secundário do transformador

t_{on} – Tempo em que a chave leva para conduzir

t_{off} – Tempo em que a chave leva para deixar de conduzir

f_s – Frequência de chaveamento

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	31
1.1	ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO	31
1.2	APLICAÇÃO	31
2	REVISÃO DE FONTES CHAVEADAS	33
2.1	FONTES LINEARES E CHAVEADAS.....	33
2.2	CONVERSORES CC-CC	34
2.2.1	Conversor Buck	34
2.2.2	Conversor Forward	38
2.2.3	Conversor Push-Pull	39
2.2.4	Conversor Half-Bridge	39
2.2.5	Conversor Full-Bridge	40
2.3	CONCLUSÃO DA TOPOLOGIA	41
3	CONVERSOR <i>FULL-BRIDGE</i>.....	43
3.1	MODULAÇÕES	43
3.1.1	Modulação por largura de pulso (PWM)	43
3.1.2	Modulação por deslocamento de fase (Phase shift modulation)	45
3.2	ESCOLHA DOS SEMICONDUTORES	47
3.2.1	Transistores.....	47
3.2.2	Diodos.....	48
3.3	CÁLCULO DO FILTRO DE SAÍDA	49
3.3.1	Indutor de saída	49
3.3.2	Capacitor de saída.....	49
3.4	PROJETO DOS COMPONENTES MAGNÉTICOS	50
3.4.1	Transformador	50
3.4.2	Indutor	52
3.5	CÁLCULO DE PERDAS.....	54
3.5.1	MOSFETs.....	54

3.5.1.1	Perdas de condução	54
3.5.1.2	Perdas de comutação	55
3.5.2	Diodos	55
3.5.3	Transformador	55
3.5.4	Indutor	56
3.5.5	Perdas totais e rendimento estimado	56
3.6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA	56
4	TESTES EM MALHA ABERTA	63
4.1	PREPARAÇÃO PARA OS TESTES PRÁTICOS	63
4.1.1	Circuito de gate-driver	63
4.1.2	Comando das chaves	64
4.1.3	Placas de circuito impresso	65
4.1.4	Mudanças para o circuito prático	65
4.1.5	Simulação com mudanças para implementação prática	66
4.1.6	Comutação com tensão zero (ZVS)	67
4.2	TESTES PRÁTICOS	68
4.2.1	Erro de layout	68
5	PROJETO DO CONTROLE	73
5.1	CÁLCULO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA	73
5.1.1	Função de transferência de tensão	73
5.1.2	Função de transferência de corrente	74
5.2	CÁLCULO DOS CONTROLADORES	75
5.2.1	Esquema de controle	75
5.2.2	Cálculo do controlador de tensão	76
5.2.3	Cálculo do controlador de corrente	77
5.2.4	Discretização dos controladores	78
5.3	SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA	78

6	CONCLUSÃO	85
	REFERÊNCIAS	87
	APÊNDICE A – Cálculos detalhados do conversor Push-Pull	89
	APÊNDICE B – Cálculos detalhados do conversor Half-bridge.....	102
	APÊNDICE C – Cálculos detalhados do conversor Full-Bridge	115
	APÊNDICE D – Esquemático do <i>gate-driver</i>	128
	APÊNDICE E – <i>Layout</i> da placa do <i>gate-driver</i>	129
	APÊNDICE F – Primeiro <i>layout</i> da placa de potência ..	130
	APÊNDICE G – Segundo <i>layout</i> da placa de potência ..	131
	APÊNDICE H – Código do controle implementado em simulação.....	132

1 INTRODUÇÃO

Esse trabalho tem como objetivo apresentar as etapas de projeto de uma fonte chaveada de 1 kW, com saída de 100 V e 10 A, que será projetada para ligar na rede elétrica de 220 V, a partir de um retificador em ponte completa, cujo projeto não é abordado nesse trabalho. Serão descritas as escolhas iniciais a serem feitas e o projeto em malha aberta com considerações práticas, incluindo alguns testes práticos com problemas que o conversor apresentou e considerações de futuras análises que seriam necessárias, até uma breve parte sobre mudanças necessárias para se ter uma fonte comercial. Será apresentado nesse trabalho, em maioria, o projeto da parte de potência da fonte, sendo a ênfase do trabalho a área de eletrônica de potência. Será apresentada a modelagem teórica do controle por corrente e tensão. A ideia para o trabalho veio da necessidade da equipe de competição Ampera, que constrói um carro elétrico na Universidade Federal de Santa Catarina, para testes em bancada dos motores e inversores do carro.

1.1 ESPECIFICAÇÕES DE PROJETO

O projeto deve ser feito considerando uma tensão de entrada de 220 Vac, ou seja, após a retificação haverá uma tensão de 311 V no conversor CC-CC. A saída do conversor, como já especificado no título, será de até 1 kW, limitando a tensão em 100 V e a corrente em 10 A, sendo o suficiente para a aplicação para a qual a fonte será projetada. É interessante que a fonte tenha proteção contra curto-circuito de saída, que será feita pelo próprio controle de corrente, limitando a corrente de saída em 10 A.

1.1 APLICAÇÃO

A aplicação para a qual a fonte será projetada é a alimentação em bancada de inversores CVW 300 da WEG, que, por sua vez, acionam motores utilizados em um veículo elétrico monoposto feito para a competição Formula SAE elétrico Brasil pela equipe Ampera, da UFSC. Os inversores são alimentados com até 90 V e a potência drenada pelos motores nos testes sem carga fazem com que 1 kW seja o suficiente.

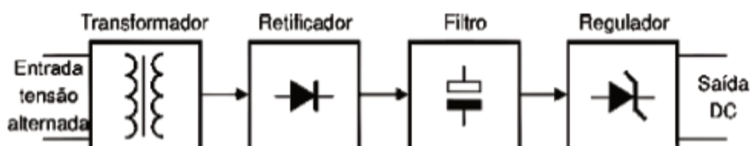
2 REVISÃO DE FONTES CHAVEADAS

2.1 FONTES LINEARES E CHAVEADAS

Fontes reguladas podem ser feitas de diversas maneiras, sendo os dois principais tipos fontes lineares e fontes chaveadas.

Fontes lineares ligadas diretamente na rede elétrica são compostas de um transformador, geralmente com uma chave seletora na entrada, possibilitando a escolha entre entrada 110 V ou 220 V, um retificador, um filtro, regulador de tensão e um capacitor de saída. Sua principal vantagem é a simplicidade do projeto, quando comparado com fontes chaveadas, enquanto suas desvantagens são sua eficiência, que não passa de 50% e o tamanho, que se torna elevado pelo tamanho do transformador, projetado para a frequência da rede (50 Hz ou 60 Hz) e pelo dissipador, necessário para evitar o superaquecimento devido às elevadas perdas. Um diagrama de blocos que explica o funcionamento de uma fonte linear é apresentado na figura 1.

Figura 1 – Diagrama de blocos de uma fonte linear



Fonte: <http://www.cebra.com.br/fontes-chaveadas-fontes-lineares/>

Fontes chaveadas ligadas diretamente na rede elétrica, por sua vez, são compostas por um retificador e um conversor CC-CC, que devem utilizar semicondutores apropriados para cada aplicação, variando conforme o nível de potência do projeto. Estas fontes são muito mais eficientes, podendo chegar a eficiências acima de 90% e menores, por conta de, no caso de serem isoladas, os transformadores são projetados para alta frequência, diminuindo seu tamanho significativamente. Por outro lado seu projeto é mais complexo, um exemplo de projeto será apresentado a seguir.

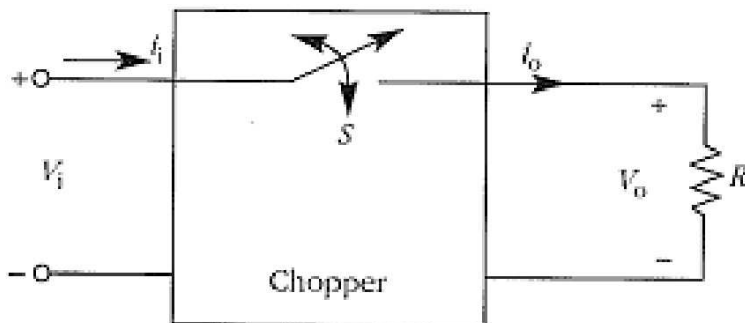
2.2 CONVERSORES CC-CC

O terceiro passo para o projeto da fonte é a escolha da topologia que será utilizada no conversor CC-CC da fonte chaveada, levando em consideração as especificações de projeto.

3.2.1 Conversor *Buck*

Iniciando o estudo a partir das topologias mais simples, temos em primeiro lugar o conversor *buck*, que parte da configuração básica do conversor CC-CC abaixador (Figura 2).

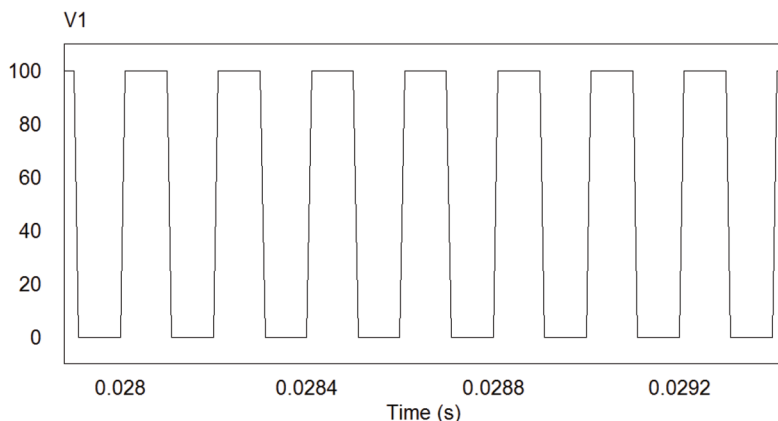
Figura 2 – Configuração básica do conversor CC-CC abaixador.



Fonte: <https://docslide.com.br/documents/choppers-55a0d1f7d07d3.html>

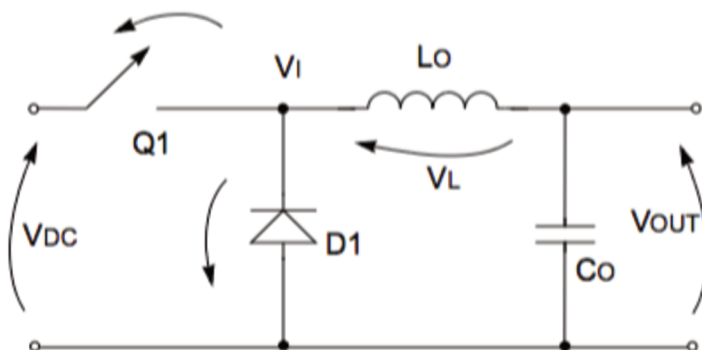
A tensão média sobre a carga fica menor, sendo que enquanto a chave conduz a tensão é V_i e quando a chave para de conduzir a tensão é de 0 V. Como mostra a Figura 3.

Figura 3 – Simulação genérica da tensão de saída da configuração básica do conversor CC-CC abaixador.



Como mostrado na simulação da Figura 3, a tensão de saída deste conversor é alternada. Para resolver este problema, se utiliza de um filtro LC com um diodo de roda livre, obtendo-se assim o conversor *buck*, apresentado na Figura 4.

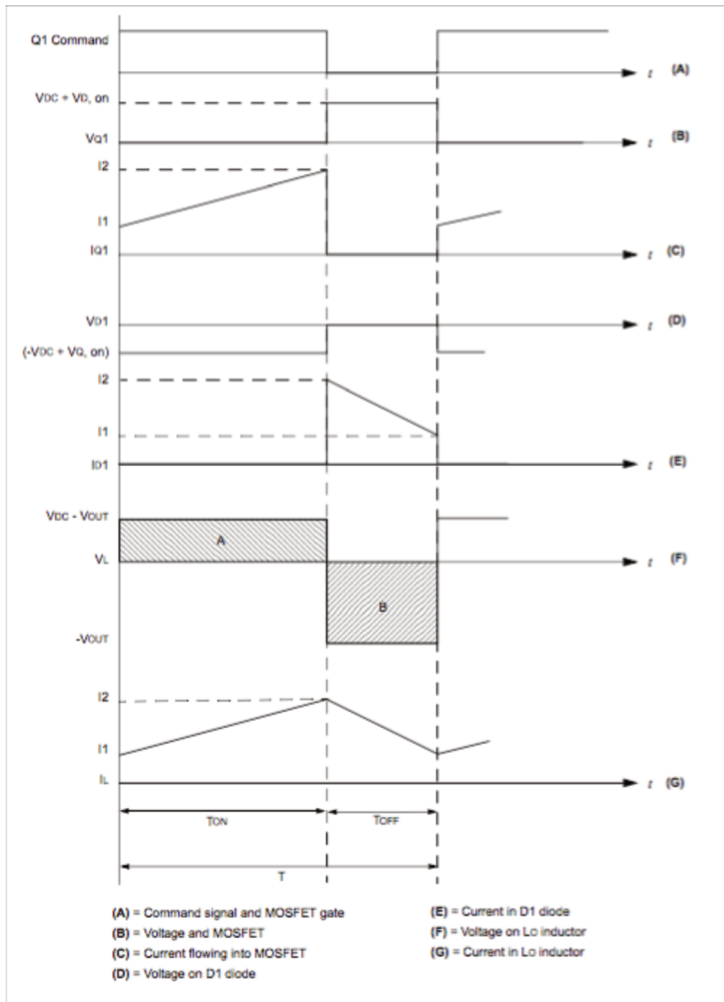
Figura 4 – Conversor CC-CC *buck*.



Fonte: BERSANI, Antonio. Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II). 2009

Com o filtro, a tensão de saída é contínua, somente com um pequeno *ripple* (componente CA em um sinal CC), e observam-se as formas de onda apresentadas na Figura 5.

Figura 5 – Formas de onda do conversor CC-CC *buck*.



Fonte: BERSANI, Antonio. Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II). 2009

Define-se ganho estático de um conversor a razão entre a tensão de entrada e a tensão de saída, geralmente dependendo da razão cíclica (D), que é a razão entre o tempo em que a chave conduz e o período de chaveamento e o período como o inverso da frequência. No caso do conversor *buck*, a dedução da razão cíclica pode ser feita a partir da

equação da tensão do indutor e do conhecimento de que a tensão média em um indutor deve ser 0, ou seja, que a variação da corrente no indutor é constante.

$$V = L \cdot \frac{di}{dt} \quad (1)$$

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (2)$$

Substituindo as tensões do circuito do conversor *buck* com a chave fechada e aberta na equação (1), obtemos

$$di = \frac{(V_i - V_o) \cdot dt}{L} \quad (3)$$

$$di = \frac{-V_o \cdot dt}{L} \quad (4)$$

Integrando as equações e sendo $\Delta t = \frac{D}{f}$ com a chave fechada e $\Delta t = \frac{1-D}{f}$ com a chave aberta, obtemos

$$\Delta i = \frac{(V_i - V_o) \cdot D}{L \cdot f} \quad (5)$$

$$\Delta i = \frac{-V_o \cdot (1-D)}{L \cdot f} \quad (6)$$

Somando (5) e (6) devemos obter 0, então

$$\frac{(V_i - V_o) \cdot D}{L \cdot f} = \frac{V_o \cdot (1-D)}{L \cdot f} \quad (7)$$

Chegando assim, finalmente no ganho estático do conversor *buck*

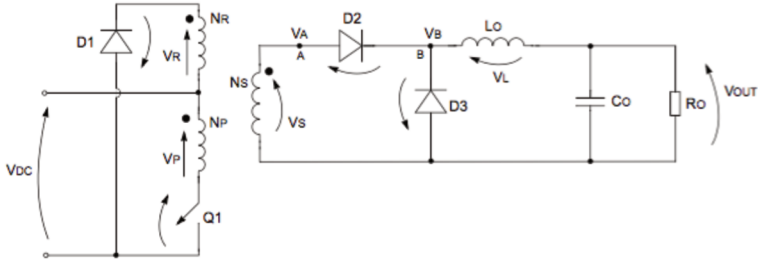
$$\frac{V_o}{V_i} = D \quad (8)$$

Como $0 < D \leq 1$, o conversor *buck* é capaz apenas de abaixar a tensão de entrada, seguindo assim as especificações do projeto, o único problema é que ele não é isolado, sendo assim não indicado para a aplicação.

3.2.2 Conversor *Forward*

Após descartar o conversor *buck*, vamos então analisar o conversor *forward* (Figura 6), a versão isolada dele.

Figura 6 – Conversor CC-CC *forward*



Fonte: BERSANI, Antonio. Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II). 2009

De forma semelhante ao conversor *buck*, pode-se obter o ganho estático do conversor *forward* a partir da equação do indutor, chegando na expressão seguinte

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad (9)$$

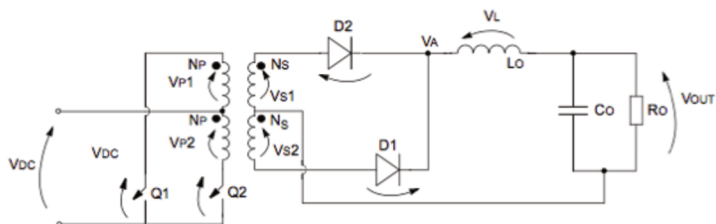
Sendo N_s o número de voltas do enrolamento secundário do transformador, N_p o número de voltas do enrolamento primário do transformador e D a razão cíclica da chave.

Essa topologia apresenta um grande esforço de tensão sobre a chave e a literatura (BARBI, Ivo. Projeto de fontes chaveadas) indica sua utilização para até 150 W, não sendo ideal para o projeto em questão. Parte-se, então para os conversores indicados para a faixa de potência do projeto.

3.2.3 Conversor *Push-Pull*

O conversor *push-pull* (Figura 7) é outra versão isolada do conversor *buck*, porém mais adequada para potências mais altas.

Figura 7 – Conversor CC-CC *push-pull*



Fonte: BERSANI, Antonio. Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II). 2009

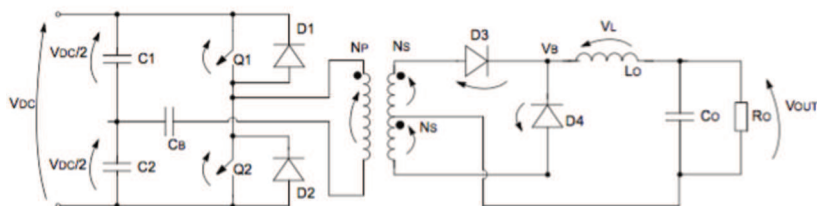
Utilizando o mesmo método dos conversores estudados anteriormente, obtém-se o ganho estático do conversor *push-pull* como sendo

$$\frac{V_o}{V_i} = 2 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot D \quad (10)$$

Esse conversor se mostra bom para situações com baixa tensão de entrada, já que os esforços de tensão sobre as chaves são $2 \cdot V_{dc}$ e o esforço de corrente nas chaves é de $I_{in}/2$. São necessárias chaves com especificação de tensão de $4 \cdot V_{dc}$ para um projeto prático, considerando a sobretensão sobre as chaves. Sendo assim, seriam necessárias chaves que suportassem uma tensão de 1,2 kV no projeto proposto, exigindo chaves mais caras e com resistência entre dreno e fonte maiores, diminuindo a eficiência do conversor. Cálculos detalhados do conversor estão apresentados no Apêndice A.

3.2.4 Conversor *Half-Bridge*

A topologia *half-bridge* resolve o problema do grande esforço de tensão sobre as chaves presente no conversor *push-pull*, mas não possui a vantagem do esforço de corrente menor.

Figura 8 – Conversor CC-CC *half-bridge*

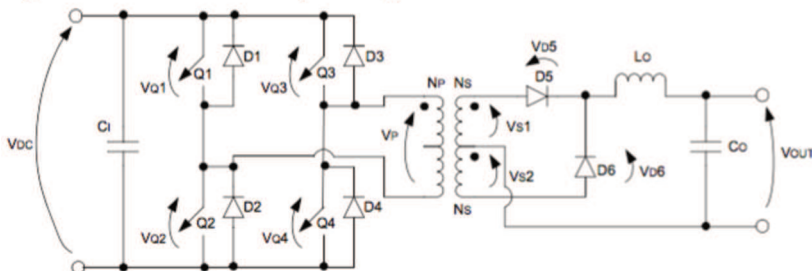
Fonte: BERSANI, Antonio. Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II). 2009

Esse conversor é indicado para a mesma faixa de potência que o conversor *push-pull*, porém é melhor na situação de tensão alta na entrada e corrente baixa. Cálculos detalhados desse conversor com as especificações do projeto estão no Apêndice B.

O conversor *half-bridge* possui o mesmo ganho estático do conversor *forward*.

3.2.4 Conversor *Full-Bridge*

O conversor *full-bridge* (Figura 9) combina a vantagem da menor corrente nas chaves do conversor *push-pull* e a menor tensão sobre as chaves do conversor *half-bridge*, aumentando apenas a complexidade. Ele é indicado para uma faixa de potência adequada ao projeto, podendo ser utilizado até valores maiores.

Figura 9 – Conversor CC-CC *full-bridge*

Fonte: BERSANI, Antonio. Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II). 2009

O ganho estático do conversor *full-bridge* é o mesmo do conversor *push-pull*. Cálculos detalhados do conversor estão apresentados no Apêndice C.

2.3 CONCLUSÃO DA TOPOLOGIA

Quadro 1 – Comparação das topologias

Topologia	<i>Full-Bridge</i>	<i>Half-Bridge</i>	<i>Push-pull</i>
Tensão máxima nas chaves	311 V	311 V	622 V
Corrente eficaz nas chaves	2,795 A	5,59 A	2,795 A
Perda de condução em uma chave	1,25 W	5 W	5,391 W
Perda em uma chave	1,629 W	5,438 W	6,221 W
Tensão reversa máxima nos diodos	419 V	343 V	343 V
Corrente média em um diodo	5 A	5 A	5 A
Perda de condução em um diodo	2,25 W	2,25 W	2,25 W
Perdas totais calculadas	23,795 W	29,103 W	28,5 W
Eficiência teórica	97,68%	97,17%	97,23%

A partir da comparação dos valores do Quadro 1, chegou-se a conclusão de que o conversor ideal para o projeto é o *full-bridge*. Apesar da pequena diferença de eficiência dele para as outras topologias, com essa escolha não será necessário trabalhar com sobre tensões da ordem de 1 kV nem com perdas muito elevadas em um componente.

3 CONVERSOR *FULL-BRIDGE*

3.1 MODULAÇÕES

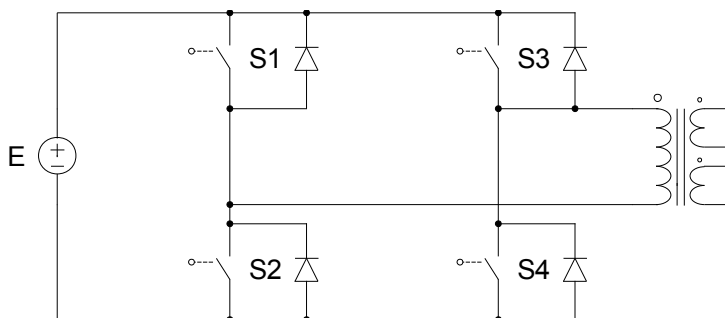
O conversor *full-bridge* possibilita o uso de mais de uma modulação, nos itens 3.1.1 e 3.1.2 serão apresentadas duas delas.

3.1.1 Modulação por largura de pulso (PWM)

Como visto anteriormente, a razão cíclica das chaves determina a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída do conversor. Esta modulação faz isso diretamente. Variando quanto tempo cada chave conduz (com uma frequência de chaveamento constante), faz-se o controle da tensão de saída.

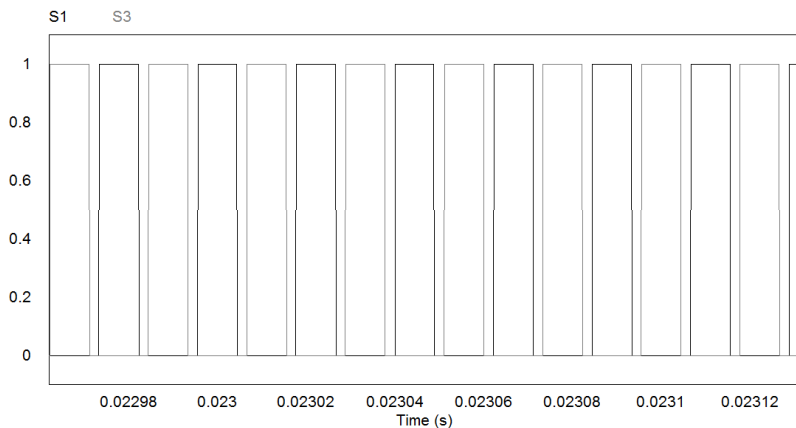
Será utilizado o esquema para denominar as chaves como apresentado na Figura 10.

Figura 10 – Denominação das chaves no conversor CC-CC *full-bridge*



Neste caso, S1 sempre será acionada junto com S4 e S3 com S2, conforme o esquema apresentado na Figura 11, com uma razão cíclica de 0,4 nesse exemplo. É importante ressaltar que, na prática, a maior razão cíclica que pode ser alcançada é limitada pelo tempo morto, momento em que nenhuma das chaves conduz, para evitar um curto-circuito de braço.

Figura 11 – Esquema de chaveamento do conversor CC-CC *full-bridge*



Nas Figuras 12 a 15 estão representados as diferentes etapas de operação da modulação por largura de pulso.

Figura 12 – Primeira etapa de operação da modulação por largura de pulso no conversor CC-CC *full-bridge*

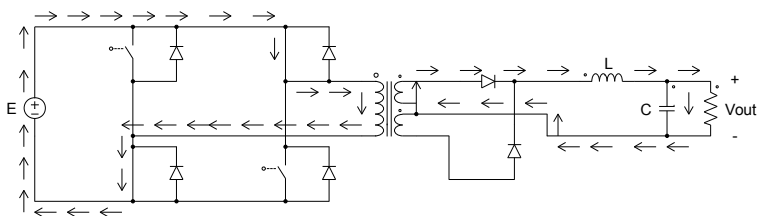


Figura 13 – Segunda etapa de operação da modulação por largura de pulso no conversor CC-CC *full-bridge*

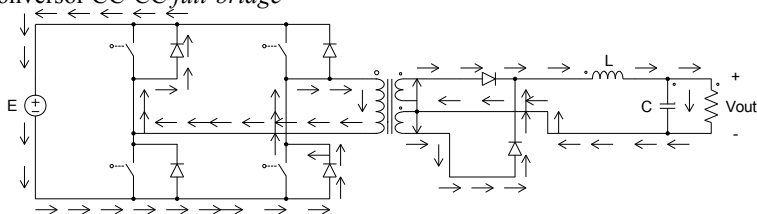


Figura 14 – Terceira etapa de operação da modulação por largura de pulso no conversor CC-CC *full-bridge*

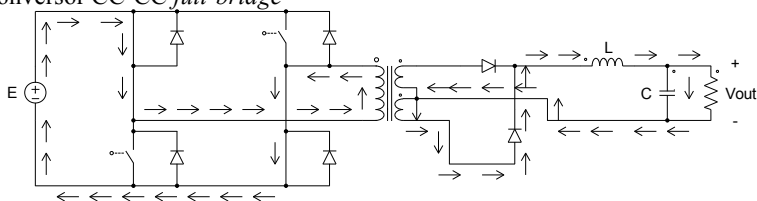
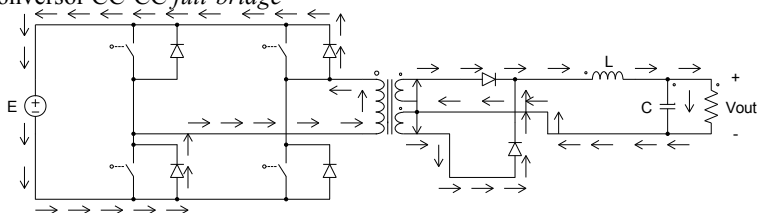


Figura 15 – Quarta etapa de operação da modulação por largura de pulso no conversor CC-CC *full-bridge*



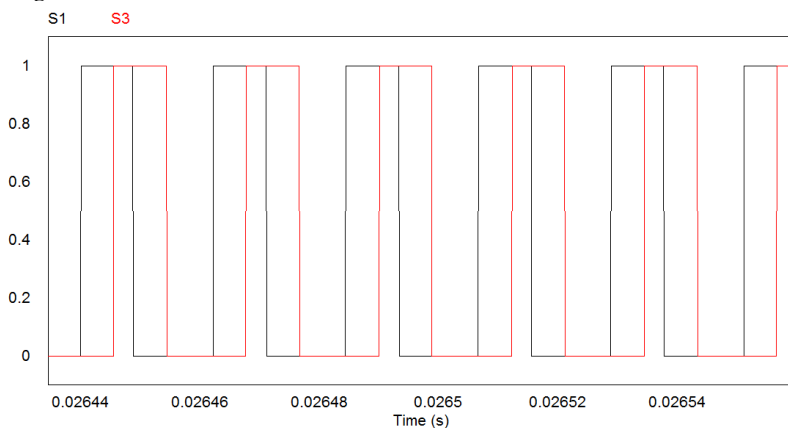
3.1.2 Modulação por deslocamento de fase (*Phase-shift modulation*)

Nesse caso, ao invés de se variar a razão cíclica de cada chave, muda-se a fase entre os acionamentos de cada braço, variando-se a razão cíclica resultante no conversor. Essa modulação tem como vantagem uma menor perda por comutação nas chaves.

Para essa explicação utilizar-se-á o mesmo esquema para o nome de cada chave do conversor *full-bridge*. Sendo assim, as chaves de um mesmo braço (S1 e S2 ou S3 e S4) nunca são acionadas

simultaneamente, sendo elas sempre uma versão negada da outra chave do braço. A razão cíclica é constante e igual a 0.4, para evitar o curto circuito de um braço nos testes práticos, sendo necessário também um tempo morto, assim como na modulação PWM, onde nenhuma das chaves de um braço está acionada, já que, sem esse tempo, qualquer variação em um pulso pode causar um curto circuito. Na figura 16 são mostradas as formas de onda do acionamento de S1 e S3 com uma defasagem de 90° .

Figura 16 – Acionamento por deslocamento de fase no conversor CC-CC *full-bridge*



Nas Figuras 17 a 20 estão representados as diferentes etapas de operação da modulação por largura de pulso.

Figura 17 – Primeira etapa de operação da modulação por deslocamento de fase no conversor CC-CC *full-bridge*

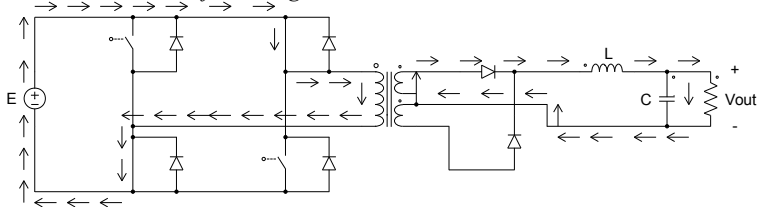


Figura 18 – Segunda etapa de operação da modulação por deslocamento de fase no conversor CC-CC *full-bridge*

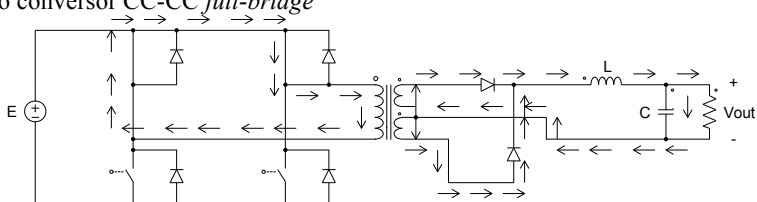


Figura 19 – Terceira etapa de operação da modulação por deslocamento de fase no conversor CC-CC *full-bridge*

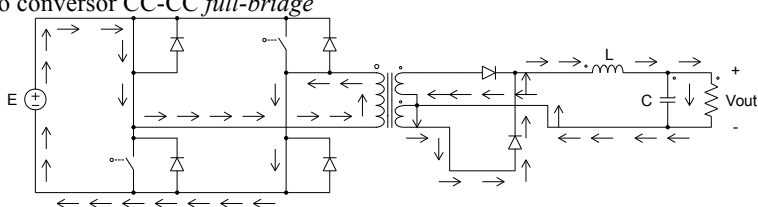
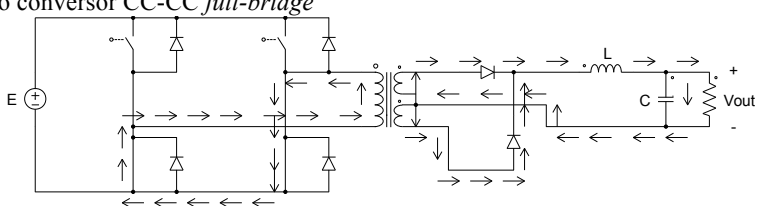


Figura 20 – Quarta etapa de operação da modulação por deslocamento de fase no conversor CC-CC *full-bridge*



No projeto a modulação escolhida foi a *phase-shift*.

3.2 ESCOLHA DOS SEMICONDUCTORES

3.2.1 Transistores

Para a escolha dos transistores é necessário calcular-se os esforços de tensão e de corrente sobre o componente, para os esforços de tensão, será calculada a tensão reversa máxima teórica sobre eles e se utilizará um fator de segurança de 1,5, já considerando que, na prática, existirá sobre tensão sobre as chaves. Para os esforços de corrente, a

corrente eficaz (rms) máxima sobre cada chave será calculada, possibilitando também o cálculo das perdas por condução sobre cada transistor.

No caso do conversor *full-bridge*, a tensão reversa sobre as chaves é a tensão de entrada. Como o conversor a ser projetado será ligado na rede, considera-se o pior caso, quando o conversor é ligado na rede 240 Vac, ou seja, a maior tensão de entrada a ser considerada para o projeto é de 340 V. Utilizando-se o fator de segurança de 1,75, as chaves devem suportar um mínimo de 600V para serem escolhidas.

Para o cálculo da corrente eficaz sobre cada chave, primeiro é necessário calcular a corrente média no enrolamento primário do transformador, dada por:

$$I_{pri_{med}} = \frac{P_{in}}{V_{in_{min}}} \quad (11)$$

No caso do conversor a ser projetado, a corrente média no enrolamento primário do transformador é de 4,167 A. A partir de (12), apresentada a seguir, pode-se utilizar esse valor para se obter a corrente eficaz em cada chave.

$$I_{Q_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D \cdot T} I_{pri_{med}}^2 dt} \quad (12)$$

Para o conversor a ser projetado essa corrente foi de 2,795 A.

A partir desses dados e da disponibilidade, além da frequência de 45 kHz escolhida, foi escolhido um MOSFET, modelo SPP24N60C3 da *Infineon* no encapsulamento TO-220.

3.2.2 Diodos

Para o dimensionamento dos diodos de saída, é necessário calcular a tensão reversa máxima sobre eles, assim como a corrente média que cada diodo conduzirá.

No caso da topologia escolhida, a tensão reversa máxima sobre os diodos é o dobro da tensão máxima no secundário do transformador, como demonstrado em (13).

$$V_{Dmax} = 2 \cdot V_{inMax} \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (13)$$

No projeto proposto, esse valor é de 420 V. Utilizando a mesma regra para o coeficiente de segurança, obtemos 630 V como o valor de tensão reversa máxima que os diodos de saída devem suportar.

Para o cálculo da corrente média de cada diodo, é utilizado (14)

$$I_{med} = \frac{1}{T_c} \cdot \left[\int_0^{(1-2 \cdot D_{max})T_c} \frac{I_{oMax}}{2} dt + \int_0^{D_{max} \cdot T_c} I_{oMax} dt \right] \quad (14)$$

Simplificando (14), chegamos em (15)

$$I_{med} = \frac{I_{oMax}}{2} \quad (15)$$

Sendo assim, a corrente média sobre os diodos é de 5 A no projeto proposto.

A partir dessas especificações de projeto foram escolhidos os diodos MUR 860, no encapsulamento TO-220.

3.3 CÁLCULO DO FILTRO DE SAÍDA

3.3.1 Indutor de saída

Para o cálculo do valor do indutor de saída, define-se um ripple de corrente, entre 20% e 40% e se utiliza (16). No caso do projeto proposto foi utilizado 30%.

$$L_o = \frac{(V_{in_min} \cdot n - V_{out_max}) \cdot D_{max}}{\Delta I_{\%} \cdot I_{oMax} \cdot f_s} \quad (16)$$

Realizando esses cálculos chega-se no valor de 211,64 μ H. Os cálculos para a construção desse indutor serão apresentados no próximo subcapítulo, assim como no Apêndice C, com mais detalhes.

4.3.2 Capacitor de saída

Para calcular o valor do capacitor de saída, é necessário, semelhante ao cálculo do indutor, se definir um valor de *ripple* de corrente a ser alcançado. No caso do cálculo do capacitor, para casos práticos, se faz um processo iterativo. Isso se deve à resistência em série equivalente (ESR) do capacitor, que interfere significativamente no valor do *ripple* obtido. Deve-se, também, escolher um capacitor que

suporte a corrente que passará por ele. O cálculo depende do *ripple* de corrente no indutor, calculado anteriormente. A capacitância é dada por:

$$C_o = \frac{\Delta I_o \cdot I_{oMax} \cdot D_{min}}{f_s \cdot (\Delta V_o \cdot V_{out_max} - \Delta I_o \cdot I_{oMax} \cdot ESR)} \quad (17)$$

Considerando os capacitores disponíveis e uma ondulação de 5%, foi possível chegar em um valor de capacitância de saída de 200 μ F, obtido a partir de 2 capacitores de 100 μ F em paralelo.

3.4 PROJETO DOS COMPONENTES MAGNÉTICOS

3.4.1 Transformador

Para o projeto do transformador foi utilizado o processo por produto das áreas, com a equação utilizada apresentada a seguir. A partir dos núcleos disponíveis foi utilizado um valor de 0,15 T para B_{max} e, consequentemente, de 0,30 para ΔB_{max} . Pela topologia, o valor de k_p é de 0,41 e de k_w é de 0,4. Para o valor de J_{max} foi escolhido 400 A/cm².

$$A_e A_w = \frac{1,5 \cdot P_{out}}{\Delta B_{max} \cdot f_s \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{max}} \quad (18)$$

A partir disso, foi escolhido o núcleo EE-65/33/26, com material IP12R, da *Thornton*.

Para o cálculo do número de espiras no primário, é utilizada

$$N_p = \frac{0,5 \cdot V_{in_min}}{A_e \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} \quad (19)$$

Arredondando o valor obtido, o transformador terá 21 espiras no seu enrolamento primário.

O enrolamento secundário é definido simplesmente pela relação de transformação do transformador, calculada para se obter a tensão desejada na saída do conversor. No projeto proposto, o secundário terá 11 espiras.

O próximo passo é definir o fio que será utilizado. Para isso, deve-se, primeiramente, limitar o diâmetro máximo do fio para que toda sua área seja utilizada para a condução, a partir do cálculo do diâmetro do efeito pelicular para a frequência de comutação utilizada. Esse cálculo é feito a partir da equação 20.

$$D_{max} = \frac{15}{\sqrt{f_s}} cm \cdot \sqrt{Hz} \quad (20)$$

O valor do diâmetro máximo do fio é de 0,071 cm, a partir desse valor e da disponibilidade, foi escolhido um fio AWG 24 para a confecção do transformador. A partir dessa escolha, da corrente eficaz no primário do transformador (dobro da corrente eficaz sobre cada chave, calculado anteriormente) e do valor de densidade de corrente a ser alcançado, é possível calcular o número de condutores no primário e no secundário do transformador (n_{pri} e n_{sec}) a partir das equações apresentadas a seguir.

$$n_{pri} = \frac{I_{pri_rms}}{J_{max} \cdot A_{awg24}} \quad (21)$$

$$I_{sec_rms} = \frac{I_{pri_rms}}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} \quad (22)$$

De forma análoga ao primário, pode-se calcular o número de condutores do secundário. Os valores obtidos para o número de condutores do primário e do secundário foram de 6 condutores, para ambos os enrolamentos.

O próximo passo é simplesmente verificar se a execução do transformador será possível, utilizando a área que cada enrolamento ocupa e a área disponível no carretel.

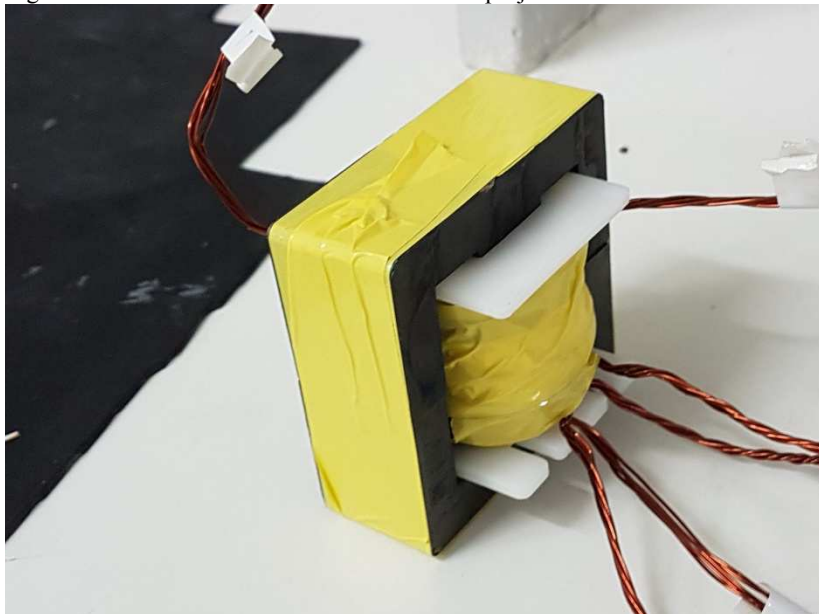
$$A_{pri} = n_{pri} \cdot A_{awg24} \cdot N_p \quad (23)$$

$$A_{sec} = 2 \cdot n_{sec} \cdot A_{awg24} \cdot N_s \quad (24)$$

$$ku = \frac{A_{pri} + A_{sec}}{A_w} \quad (25)$$

Com isso o fator de ocupação (ku) é de 0,124, ou seja, o projeto poderá ser executado, como apresentado na Figura 21.

Figura 21 – Transformador enrolado conforme projeto.



3.4.2 Indutor

Para o cálculo do indutor foi utilizado o método do produto das áreas, com os mesmos valores do transformador de B_{max} e J_{max} . O valor de k_w é de 0,7 e a frequência no indutor é o dobro da frequência de comutação ($f_l = 2 \cdot f_s$). As equações para o cálculo da corrente de pico no indutor e do produto das áreas estão apresentadas a seguir.

$$I_{Lpico} = I_{oMax} + \frac{\Delta I_{90} \cdot I_{oMax}}{2} \quad (26)$$

$$A_e A_w = \frac{L_o \cdot I_{Lpico} \cdot I_{oMax}}{B_{max} \cdot k_w \cdot J_{max}} \quad (27)$$

A partir do resultado da equação 27 foi escolhido o núcleo E-55, com material IP12R, da *Thornton*.

Para o cálculo do número de espiras do indutor, foi utilizado 28

$$N_l = \frac{L_o \cdot I_{Lpico}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (28)$$

Arredondando o valor obtido, obtém-se 46 espiras.
O próximo passo é o cálculo do entreferro, que é feito por 29.

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{N_I^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_o} \quad (29)$$

O entreferro obtido é de 0,668 cm.

Semelhante à escolha do fio no transformador, deve-se fazer o mesmo cálculo para o indutor, mas com a frequência dobrada, como explicado acima, utilizando (20). O resultado obtido é 0,05 cm e o fio escolhido é o AWG 25.

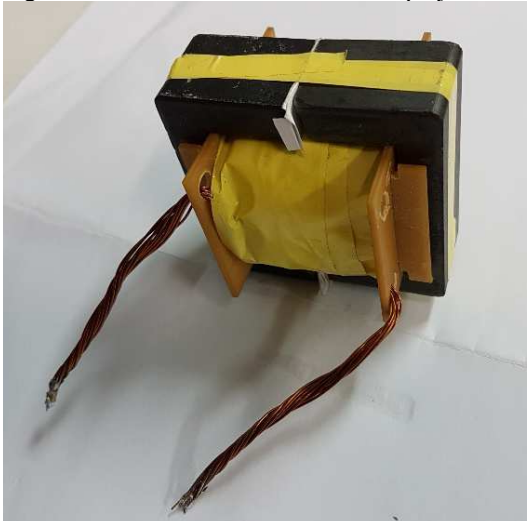
O cálculo do número de condutores em paralelo no indutor também é feito de forma idêntica ao do transformador, sendo assim, adaptando os valores de 21, obtém-se que o número de fios em paralelo no enrolamento do indutor é 16.

Por fim, calcula-se o coeficiente de execução, para ver se será possível construir o indutor. Para isso, utiliza-se 30.

$$Exec = \frac{N_I \cdot n_i \cdot S_{awg25}}{k_w \cdot A_w} \quad (30)$$

O valor obtido é 0,874 e, como ele é menor do que 1, o indutor pode ser enrolado, como demonstrado na Figura 22.

Figura 22 – Indutor enrolado conforme projeto.



3.5 CÁLCULO DE PERDAS

3.5.1 MOSFETs

3.5.1.1 Perdas de condução

As perdas de condução de um MOSFET são calculadas a partir da corrente eficaz que passa sobre eles e da resistência entre dreno e fonte do MOSFET em condução, conforme 31.

$$P_{cond} = R_{dson} \cdot I_{Q_rms}^2 \quad (31)$$

Como R_{dson} do MOSFET utilizado no projeto é de $0,16 \, \Omega$, a perda de condução teórica em cada chave é de $1,25 \, \text{W}$.

3.5.1.2 Perdas de comutação

As perdas de comutação ocorrem enquanto o MOSFET comuta, ou seja, enquanto ele passa do estado de bloqueio para o de comutação e vice-versa. Xiong et al. (2009) discute que como o cálculo dessas perdas dependem de informações muitas vezes não fornecidas pelo fabricante das chaves, o valor obtido tende a ser impreciso. A partir dos cálculos tradicionalmente utilizados, apresentados a seguir, obtém-se uma perda de comutação de $0,379 \, \text{W}$ em cada MOSFET. Considerando $V_{gs}=15 \, \text{V}$, $V_p=5 \, \text{V}$, $r_g=47,66 \, \Omega$ e $Q_{sw}=58,5 \, \text{nC}$, além de $t_{on}=t_{off}$.

$$I_{gs} = \frac{V_{gs}-V_p}{r_g} \quad (32)$$

$$t_{on} = \frac{Q_{sw}}{I_{gs}} \quad (33)$$

$$P_{com} = \frac{1}{2} \cdot I_{Qpico} \cdot V_{Qmax} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_s \quad (34)$$

Sendo assim, a perda total teórica sobre um MOSFET é de $1,629 \, \text{W}$.

3.5.2 Diodos

No caso dos diodos, somente a perda de condução é levada em consideração. Ela depende da corrente média no diodo e da queda de tensão do diodo em condução, conforme a equação 35.

$$P_D = I_{Dmed} \cdot V_f \quad (35)$$

No projeto em questão, a perda de condução teórica em um diodo é de 2,25 W.

3.5.3 Transformador

Para o cálculo de perdas do transformador, duas fontes de perdas devem ser consideradas, as perdas por condução e as perdas magnéticas. As perdas por condução são calculadas a partir de uma estimativa da resistência dos enrolamentos e da corrente que passa por cada enrolamento, como apresentado em 36.

$$P_{cond} = R_{enrolamento} \cdot I_{enrolamento}^2 \quad (36)$$

Com isso, obtém-se uma perda de 0,938 W no primário e de 0,469 W em cada secundário, ou seja, uma perda de condução total de 1,876 W.

As perdas magnéticas para o núcleo IP12R são calculadas a partir de 37, onde $k_h = 4 \cdot 10^{-5} \frac{W \cdot s}{T^{2,4} \cdot cm^3}$ e $k_f = 4 \cdot 10^{-10} \frac{W \cdot s^2}{T^{2,4} \cdot cm^3}$.

$$P_{núcleo} = \Delta B_{max}^{2,4} \cdot (k_h \cdot f_s + k_f \cdot f_s^2) \cdot V_e \quad (37)$$

Assim, as perdas no núcleo de ferrite (perdas magnéticas) teóricas no transformador são de 6,458 W.

As perdas teóricas totais no transformador são de 8,334 W. Com esse número, pode-se também verificar a variação de temperatura no transformador a partir de 38.

$$\Delta T = 23 \cdot (A_e A_w)^{-0,37} \cdot P_{total} \quad (38)$$

O resultado indica um aquecimento de 55,445 °C no transformador, valor aceitável para o projeto.

3.5.4 Indutor

O cálculo de perdas no indutor é feito de forma semelhante ao do transformador, sendo apenas necessário notar que a frequência f_s a ser

usada é o dobro da anterior e é necessário calcular a variação máxima da densidade de fluxo magnético, já que nesse caso esse não é um valor especificado no projeto. Esse cálculo é feito a partir da equação 39.

$$\Delta B = \frac{L_o \cdot \Delta I_{\%} \cdot I_{oMax}}{A_e \cdot N_l} \quad (39)$$

Com esse valor, de 0,023 T, pode-se usar as equações 36 e 37 para calcular as perdas no indutor, de 4,853 W. A equação 38 dá uma estimativa de variação de temperatura no indutor, de 49,825 °C.

3.5.5 Perdas totais e rendimento estimado

Com os valores calculados anteriormente, pode-se estimar o rendimento do conversor. Somando as perdas, obtém-se 24,205 W de perdas. Mediante 40, o rendimento estimado é calculado em 97,637%.

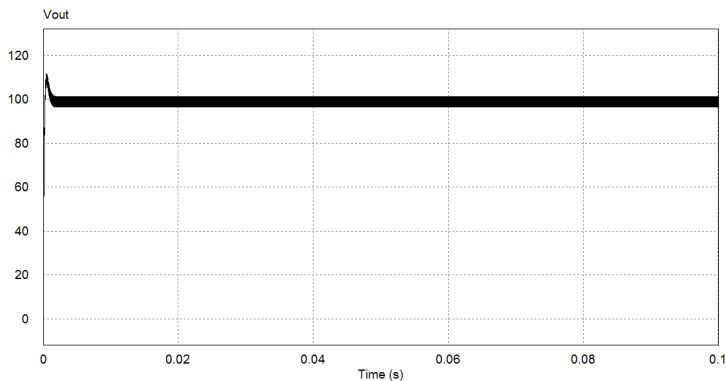
$$\eta_f = \frac{P_{out}}{P_{out} + Perdas} \quad (40)$$

3.6 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO EM MALHA ABERTA

Após todos os cálculos feitos, a simulação é necessária para se certificar dos cálculos e para se analisar as formas de onda em cada componente, que serão verificadas na prática.

Com uma tensão de 311 V na entrada e um ângulo de 110° entre os comandos obtém-se a forma de onda de tensão na saída apresentada na Figura 23.

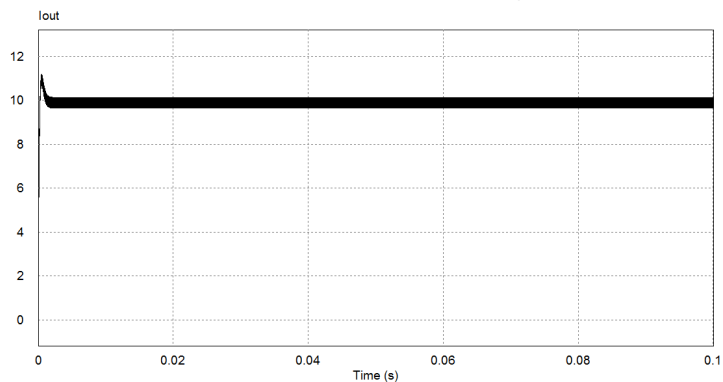
Figura 23 – Forma de onda da tensão de saída na simulação.



Na Figura 23 pode-se observar que o *ripple* da tensão de saída está em um nível aceitável e que o nível de tensão está correto, sendo assim, as outras formas de onda devem apresentar valores também próximos da realidade.

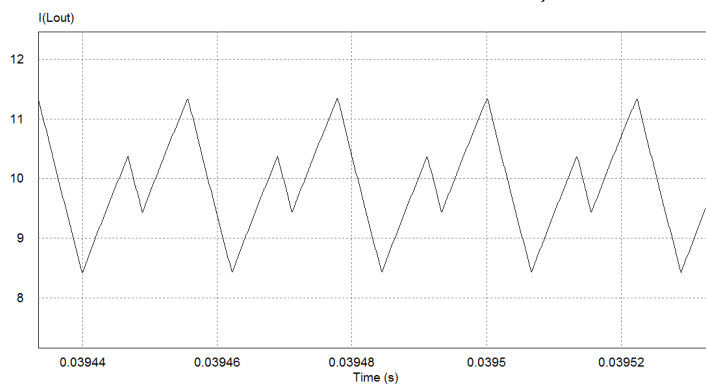
Nas mesmas condições, a corrente de saída é apresentada na Figura 24.

Figura 24 - Forma de onda da corrente de saída na simulação.



Com isso definido corretamente, sabe-se que a potência de saída do conversor é a nominal, então verifica-se a forma de onda de tensão e corrente no restante dos componentes do conversor.

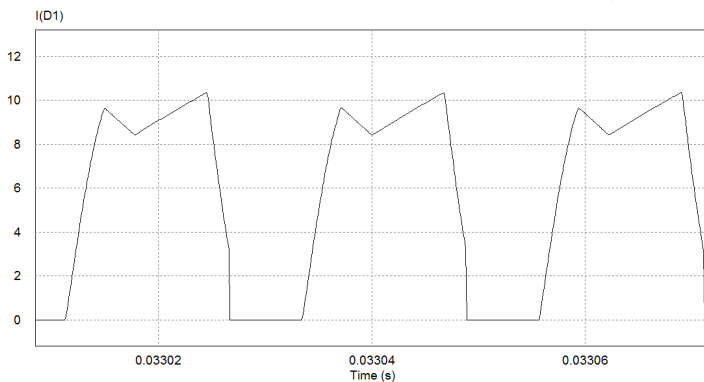
Figura 25 - Forma de onda da corrente do indutor na simulação.



Na Figura 25 encontra-se uma forma de onda não esperada, que apareceu somente em simulação em malha aberta. Embora o resultado

não seja ordinário, não apresenta um problema crítico para o funcionamento do conversor.

Figura 26 - Forma de onda da corrente do diodo de saída na simulação.



Na Figura 26 pode-se ver parte da Figura 25, no caso, a parte em que o diodo em questão está em condução.

Figura 27 - Forma de onda da corrente do enrolamento primário na simulação.

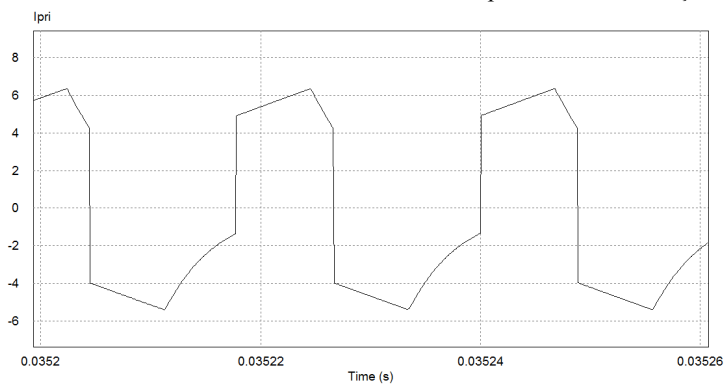
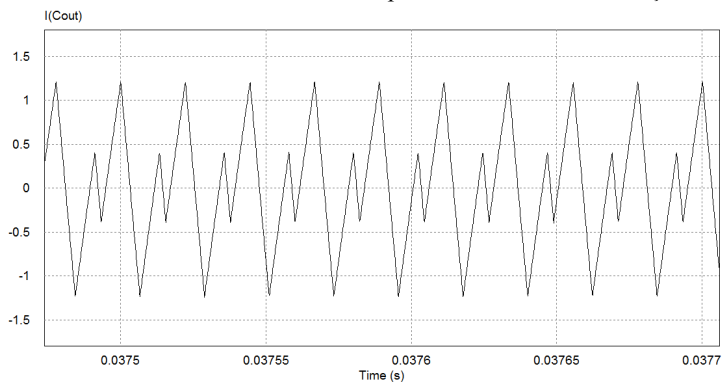


Figura 28 - Forma de onda da corrente do capacitor de saída na simulação.



Na figura 28 pode-se ver a componente CA da figura 25, exatamente o esperado no capacitor de saída.

Figura 29 - Forma de onda da tensão no diodo de saída na simulação.

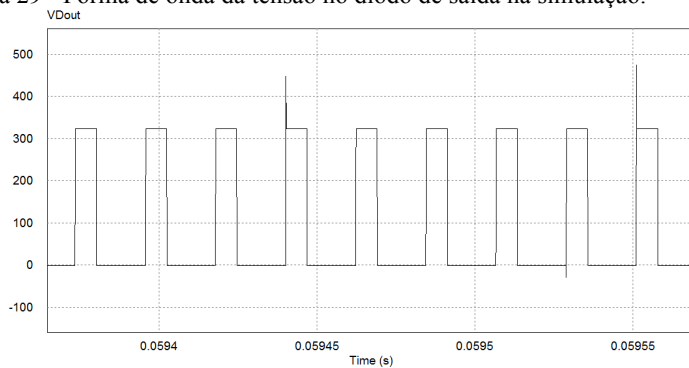


Figura 30 - Forma de onda da tensão no primário do transformador na simulação.

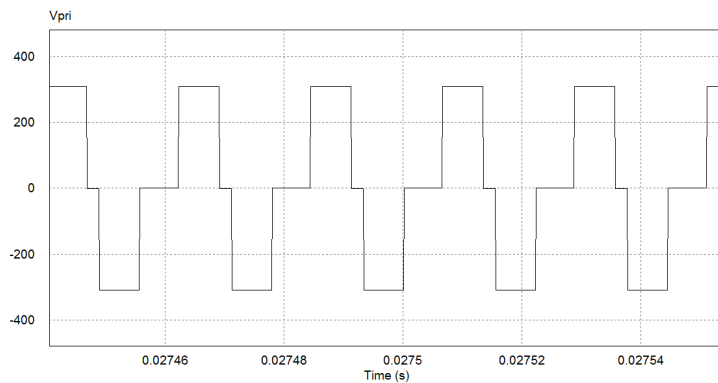
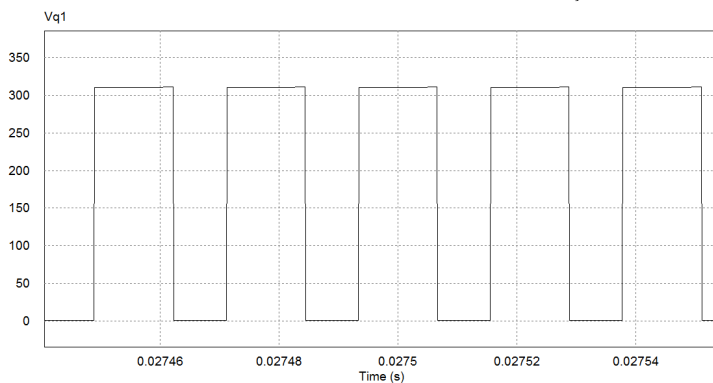


Figura 31 - Forma de onda da tensão nos MOSFETs na simulação.



Nas Figuras 29, 30 e 31 se observa um comportamento normal do conversor, com alguns picos de tensão aparecendo na forma de tensão dos diodos, o que provavelmente foi ocasionado pelo passo de cálculo do simulador.

Figura 32 - Forma de onda da corrente nos MOSFETs ligados ao +Vcc na simulação.

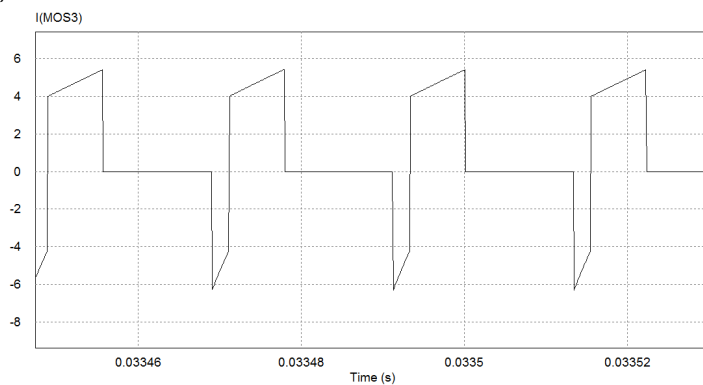
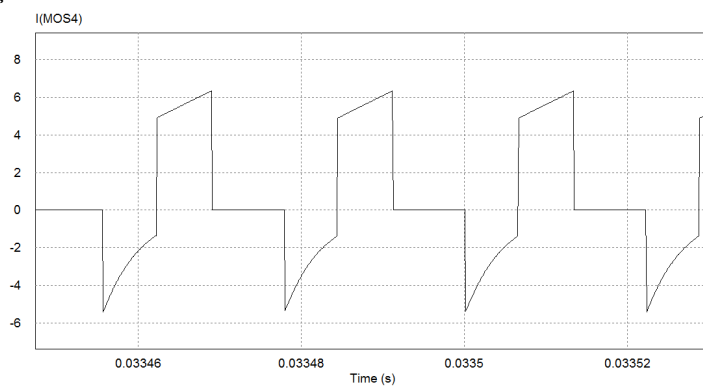
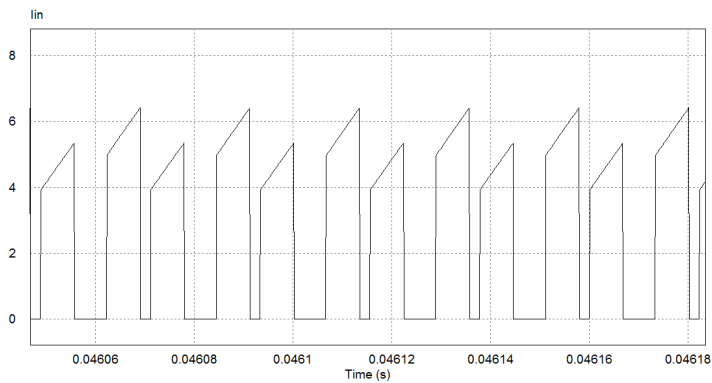


Figura 33 - Forma de onda da corrente nos MOSFETs ligados ao -Vcc na simulação.



Nas Figuras 32 e 33 o comportamento também está dentro do esperado, podendo se observar que os dois MOSFETs apresentam corrente pelos diodos.

Figura 34 - Forma de onda da corrente de entrada na simulação.



Na Figura 34 se observa novamente a assimetria que apareceu na forma de onda de corrente no indutor, fenômeno não esperado na prática.

4 TESTES EM MALHA ABERTA

4.1 PREPARAÇÃO PARA OS TESTES PRÁTICOS

4.1.1 Circuito de *gate-driver*

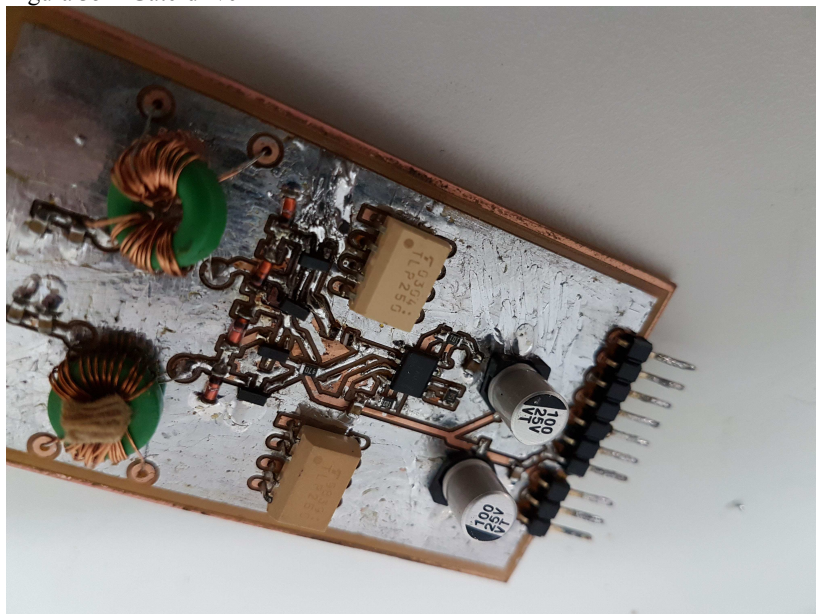
Como a topologia do conversor em ponte completa possui MOSFETs com referências diferentes, faz-se necessário um circuito que transfira o sinal para a comporta do MOSFET, havendo duas maneiras de se fazer isso, ou com um capacitor de *bootstrap* ou com um circuito isolado. Outro fator que faz com que o *gate-driver* seja necessário é que as chaves devem ser acionadas com uma tensão entre *gate* e *source* de 15 V com capacidade de corrente suficiente, fatores não fornecidos pelo DSP, além de outros fatores que se fazem necessários para o chaveamento.

O circuito de *gate-driver* para um MOSFET exige um resistor em série com a comporta, já que o transistor em questão possui uma capacitância parasita entre *gate* e *source*, a corrente no instante do acionamento seria muito alta, além de um resistor entre os pinos para a descarga desse capacitor, fazendo com que a chave pare de conduzir no fim do pulso de tensão na comporta.

Assim como conversores CC-CC, *gate-drivers* também possuem diversas topologias. Considerando o projeto apresentado nesse trabalho, serão citadas duas, uma com uso de capacitor de *bootstrap* e outra utilizando um transformador para alimentar um opto acoplador, que por sua vez, isola o sinal e o transfere para a chave.

Para o projeto do *gate-driver* foi utilizado a topologia *half-bridge* com um CI UC3844 acionando um *totem pole* para alimentar o opto acoplador TLP250, que foi usado para transferir o sinal de comando para o acionamento das chaves. Foi utilizado um resistor de gate de 47 Ω e um resistor entre comporta e fonte de 10 k Ω . O esquemático e o layout de PCB do *gate-driver* estão apresentados nos Apêndices D e E. O *gate-driver* utilizado no projeto está apresentado na Figura 35.

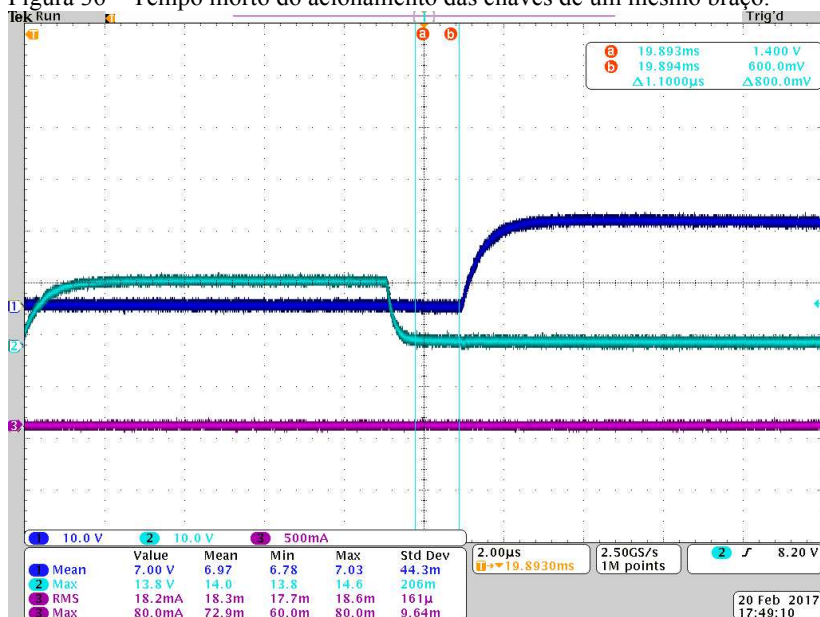
Figura 35 – Gate-driver



4.1.2 Comando das chaves

O comando das chaves foi feito com um DSP F28377S da *Texas Instruments*. Utilizando a placa de desenvolvimento vendida pela empresa com as saídas de PWM disponíveis, no caso o PWM2 e o PWM7, com uma defasagem variável entre elas, controlado por um potenciômetro. Foi utilizado um tempo morto de $1\mu\text{s}$ (observado na Figura 36), definido pelos registradores BDFED e BDRED, para o tempo morto na descida e na subida, respectivamente. Os registradores CMPA e CMPB são utilizados para se definir a razão cíclica em 0,4. O sinal do potenciômetro é enviado para o registrador TBPHS para variar a fase dos PWMs.

Figura 36 – Tempo morto do acionamento das chaves de um mesmo braço.



4.1.3 Placas de circuito impresso

Utilizando o *software Altium Designer* foram projetadas três placas de circuito impresso a serem utilizadas nos testes. Duas das placas são *gate-drivers* e uma delas é a placa de potência. Essas placas são conectadas a partir de barras de pinos e o sinal de comando chega a partir de cabos ligados do DSP para conectores na placa de potência. O layout da placa de potência está no apêndice F.

4.1.4 Mudanças para o circuito prático

Para fazer o circuito funcionar na prática, devem ser consideradas algumas imperfeições não presentes na simulação, como a existência de sobretensão nas chaves e um nível médio no transformador.

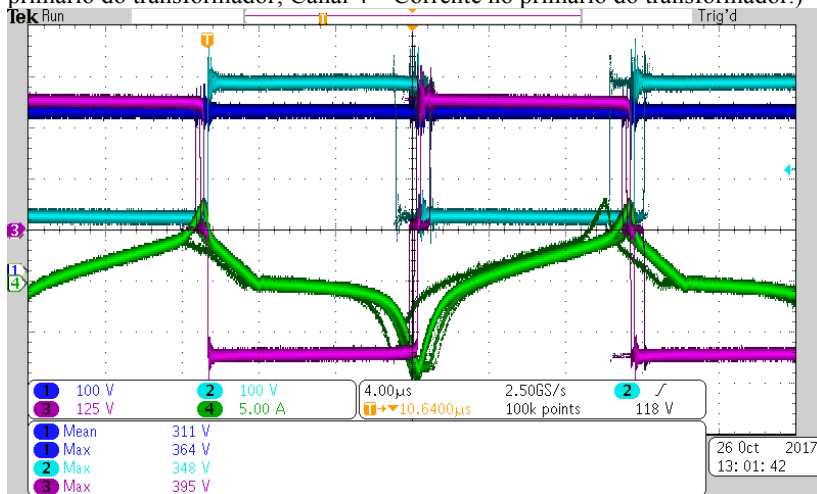
A solução para o problema de sobre tensão nas chaves é um banco de capacitores na entrada, sendo um capacitor eletrolítico de 470 μF e um capacitor de polipropileno de 1 μF em paralelo, além de capacitores de polipropileno posicionados sobre cada braço do

conversor. Com isso a forma de onda apresentou uma sobretensão aceitável.

O nível médio presente no transformador causa uma saturação, que pode ser vista na forma de onda verde da Figura 37. Para resolver esse problema foi utilizado um capacitor em série com o enrolamento primário. O valor desse capacitor foi calculado a partir da equação 41 e é de 3,5 μF , na prática foi utilizado um capacitor de 5 μF .

$$C_b = \frac{2 \cdot I_{oMax}}{8 \cdot n \cdot f_s \cdot \Delta V_{C_b}} \quad (41)$$

Figura 37– Formas de onda do teste com saturação do transformador.(Canal 1 – Tensão de entrada; Canal 2 – Tensão em um MOSFET; Canal 3 – Tensão no primário do transformador; Canal 4 – Corrente no primário do transformador.)



Com a adição do capacitor em série com o primário do transformador é necessário se adicionar, também, um indutor em série com esse capacitor para o funcionamento correto do conversor. O valor desse indutor é de 65,97 μH , valor calculado por 42, sendo ΔD o valor da razão cíclica resultante na modulação por deslocamento de fase.

$$L_r = \Delta D \cdot \frac{V_{in}}{4 \cdot n \cdot I_{oMax} \cdot f_s} \quad (42)$$

4.1.5 Simulação com mudanças para implementação prática

Para validar as mudanças foi feita uma nova simulação, os resultados diferentes da anterior são nas Figuras 38 e 39, mostrando os resultados esperados na prática.

Figura 38 – Forma de onda da corrente no primário do transformador na simulação com capacitor e indutor em série.

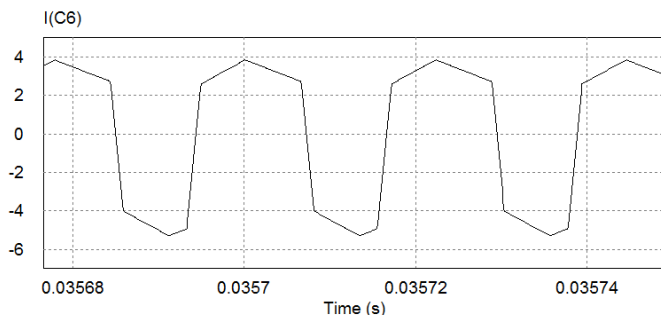
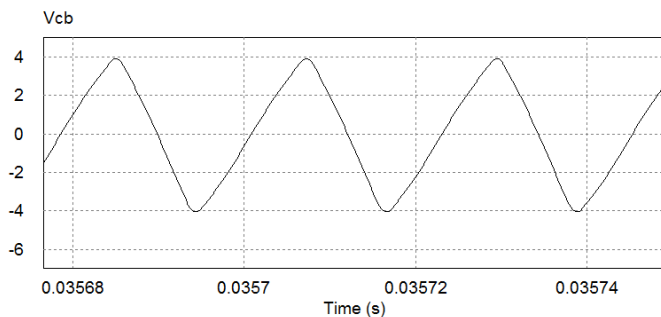


Figura 39 – Forma de onda da tensão no capacitor em série com o transformador.

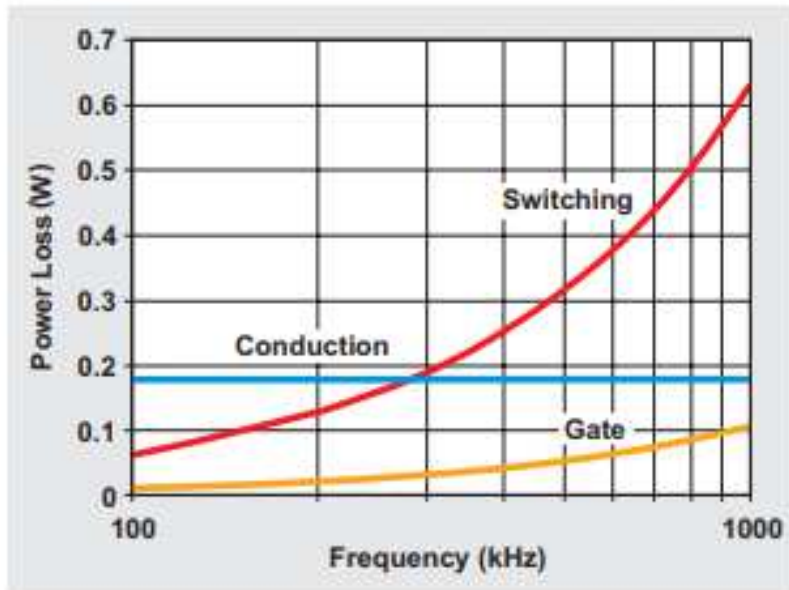


4.1.6 Comutação com tensão zero (ZVS)

Com as alterações previamente citadas, o conversor passa a funcionar, em alguns pontos de operação, como um *full-bridge* ZVS. A comutação com tensão zero pode ser observada em momentos onde o comando da chave ocorre quando a tensão sobre essa chave já era zero, com o mesmo acontecendo no fim do pulso de comando. Para isso o diodo presente nos MOSFETs deve conduzir logo antes e logo depois da comutação da chave. A técnica do ZVS é muitas vezes empregada em

casos de maior potência, por reduzir significativamente as perdas de comutação sobre as chaves. Aplicações de alta frequência são mais beneficiadas do ZVS, já que as perdas de comutação aumentam muito com o aumento da frequência, como mostra a Figura 40.

Figura 40 – Perda total de comutação dos MOSFETs.



Fonte: <http://www.ti.com/lit/an/slyt664/slyt664.pdf>

4.2 TESTES PRÁTICOS

Após todas as modificações no projeto descritas nesse capítulo, foi iniciada a etapa dos testes práticos.

4.2.1 Erro de *Layout*

O próximo problema encontrado nessa fase de testes foi um erro no *layout* do conversor, que causou um ruído no comando de uma das chaves, como mostra a Figura 41, necessitando de uma nova placa para continuar os testes.

Figura 41 – Ruído no comando de um MOSFET.



Com isso foi feita uma nova placa, com um layout melhor, presente no Apêndice G. Com essa nova placa foi possível obter formas de onda corretas em um braço do conversor, como mostrado na Figura 42, mas havendo um problema no outro braço do conversor, mostrado nas Figuras 43 e 44 (com ângulos diferentes de chaveamento entre os braços), que, a princípio, é causado por uma ressonância.

Figura 42 – Formas de onda em um teste prático sem problemas aparentes. (Canal 1 – Tensão de entrada; Canal 2 – Tensão em uma chave; Canal 3 – Corrente no primário do transformador)

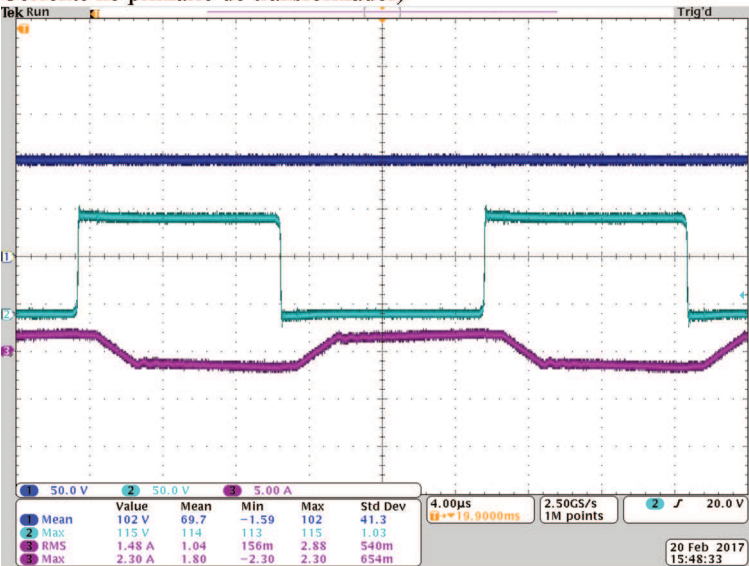


Figura 43 – Teste prático com problema de provável ressonância. (Canal 1 – Tensão de entrada; Canal 2 – Tensão em uma chave; Canal 3 – Tensão em uma chave; Canal 4 – Corrente no primário do transformador.)

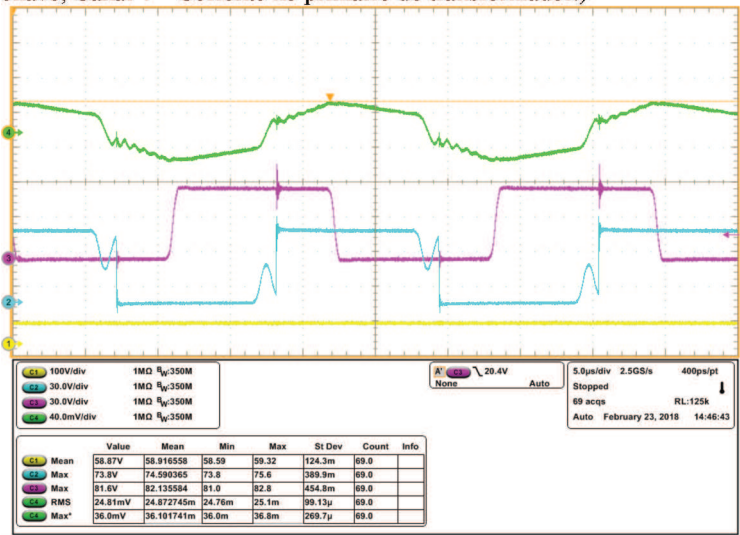
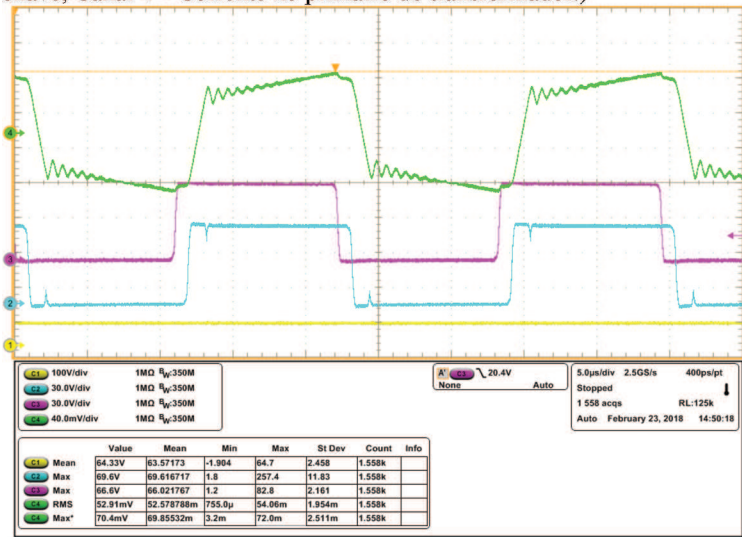
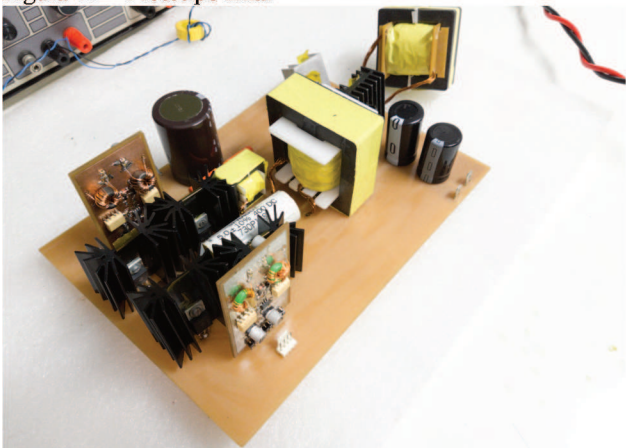


Figura 44 – Teste prático com problema de provável ressonância. (Canal 1 – Tensão de entrada; Canal 2 – Tensão em uma chave; Canal 3 – Tensão em uma chave; Canal 4 – Corrente no primário do transformador.)



Com esse resultado, não houve êxito no projeto prático do conversor. Sendo assim, o resto desse trabalho trata apenas de aspectos teóricos do conversor estudado em situação de malha fechada. O protótipo em que foram feitos os testes finais está apresentado na Figura 45.

Figura 45 – Protótipo final



6 PROJETO DO CONTROLE

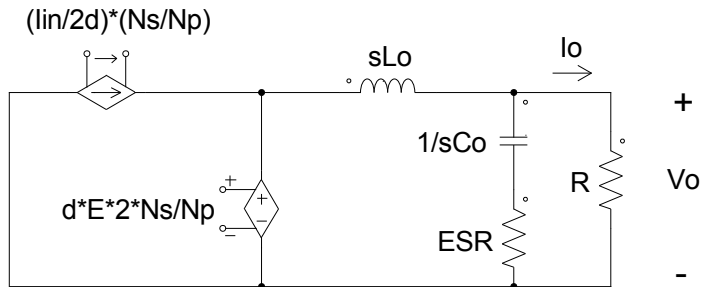
6.1 CÁLCULO DA FUNÇÃO DE TRANSFERÊNCIA

O primeiro passo para se calcular um controlador é ter a função de transferência do conversor a ser controlado. Como a proposta do projeto é um controle de tensão e corrente, as funções de transferência são calculadas para cada uma das variáveis a serem controladas.

6.1.1 Função de transferência de tensão

Como todo derivado do conversor *buck*, as funções de transferência de tensão e corrente podem ser deduzidas de forma independente como se pode ver no circuito apresentado na Figura 46.

Figura 46 – Modelo de pequenos sinais do conversor *full-bridge*.



Com esse circuito, calculando o divisor de tensão para se obter V_o , chega-se em 43.

$$\frac{v_o}{d} = \frac{E \cdot 2 \frac{N_s}{N_p} \cdot R + E \cdot 2 \frac{N_s}{N_p} \cdot R \cdot ESR \cdot s \cdot C_o}{(L_o \cdot R \cdot C_o + L_o \cdot C_o \cdot ESR) \cdot s^2 + (R \cdot ESR \cdot C_o + L_o) \cdot s + R} \quad (43)$$

A partir dessa função de transferência, tem-se os seguintes diagramas de Bode de amplitude (Figura 47) e fase (Figura 48).

Figura 47 – Diagrama de Bode de amplitude da função de transferência de tensão

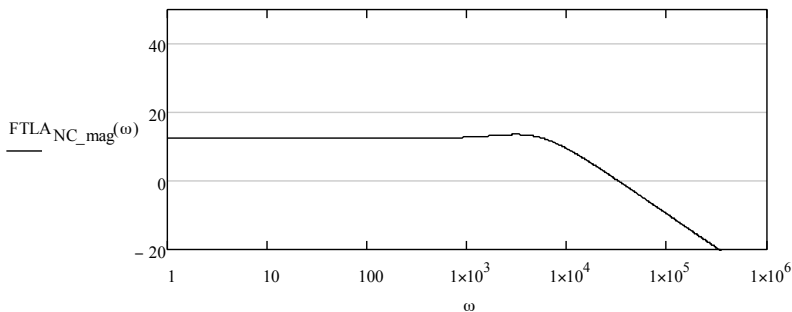
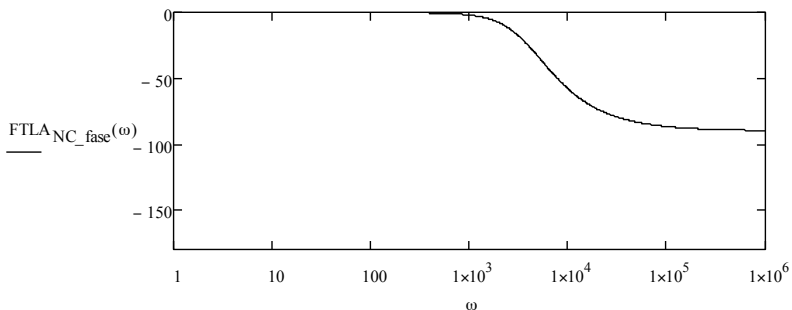


Figura 48 – Diagrama de Bode da fase da função de transferência de tensão



6.1.2 Função de transferência de corrente

Utilizando do mesmo circuito apresentado na figura 46, mas agora utilizando-se da fonte controlada de corrente, calcula-se a função de transferência a partir de um divisor de corrente para se obter I_o , chegando assim em 44.

$$i_o \cdot d = \frac{I_{in} \cdot \frac{N_p}{N_s} + I_{in} \cdot \frac{N_p}{N_s} \cdot ESR \cdot C_o \cdot s}{1 + (ESR \cdot C_o + R \cdot C_o) \cdot s} \quad (44)$$

A partir dessa função de transferência, tem-se os seguintes diagramas de Bode de amplitude (Figura 49) e fase (Figura 50).

Figura 49 - Diagrama de Bode de amplitude da função de transferência de corrente

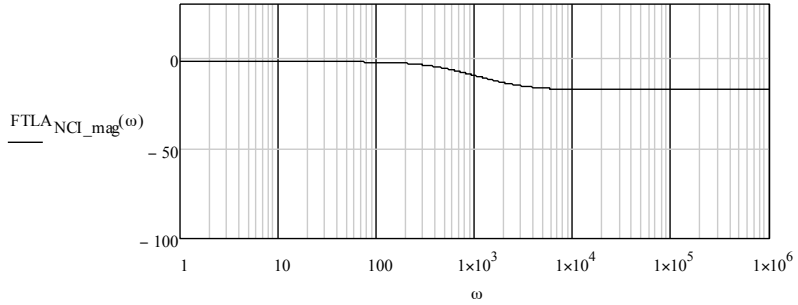
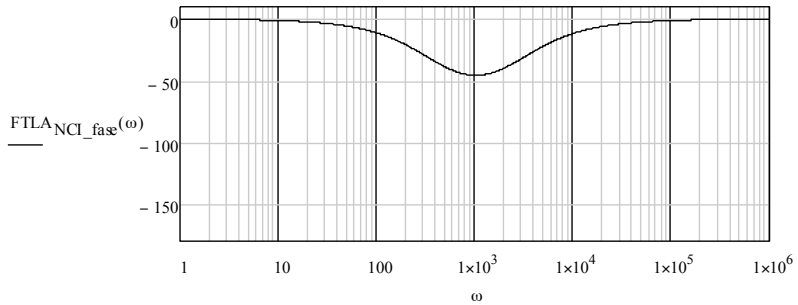


Figura 50 - Diagrama de Bode de fase da função de transferência de corrente

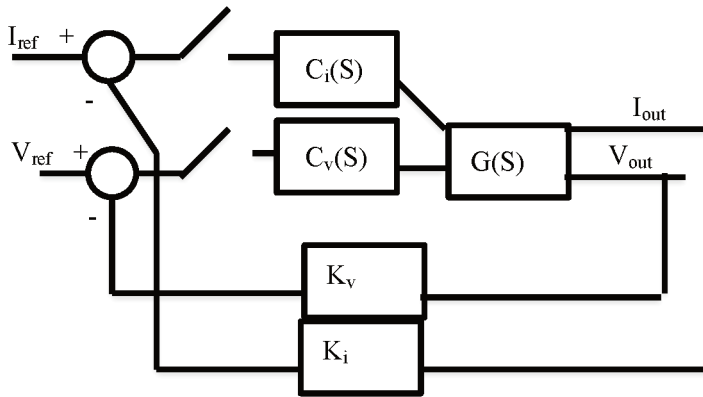


6.2 CÁLCULO DOS CONTROLADORES

6.2.1 Esquema de controle

Nesse projeto, o diagrama de blocos apresentado na figura 51 mostra como o controle é feito.

Figura 51 - Diagrama de blocos do controle



5.2.2 Cálculo do controlador de tensão

Com a função de transferência e definindo uma frequência de cruzamento 100 vezes menor que a frequência de comutação e uma margem de fase de 90° , além de escolher como controlador um proporcional integral (PI), chegamos no controlador apresentado em 45 e nos diagramas de Bode do conversor controlado apresentados nas Figuras 52 e 53.

$$C(s) = 0,054 \cdot \left(\frac{10610 + s}{s} \right) \quad (45)$$

Figura 52 – Diagrama de Bode de amplitude da função de transferência controlada de tensão

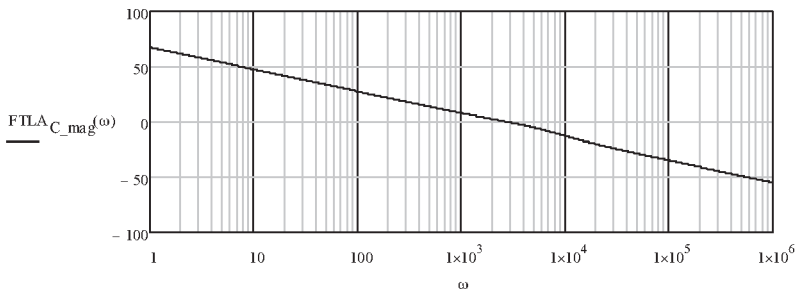
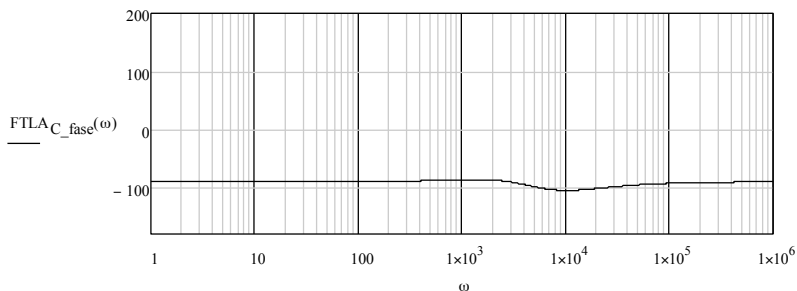


Figura 53 – Diagrama de Bode de fase da função de transferência controlada de tensão



Com isso pode-se concluir que o controlador foi projetado corretamente, sendo necessária uma posterior validação em simulação, que será feita a seguir.

6.2.2 Cálculo do controlador de corrente

Neste caso, será utilizada uma frequência de cruzamento 1000 vezes menor que a frequência de comutação e uma margem de fase de 90°, continuando com o controlador proporcional integral. Assim, chega-se no controlador apresentado na equação 46.

$$G_i(s) = 0,697 \cdot \left(\frac{541,181 + s}{s} \right) \quad (46)$$

Com esse controlador, chega-se nos diagramas de Bode de tensão e corrente da função de transferência compensada nas Figuras 54 e 55, respectivamente.

Figura 54 - Diagrama de Bode de amplitude da função de transferência controlada de corrente

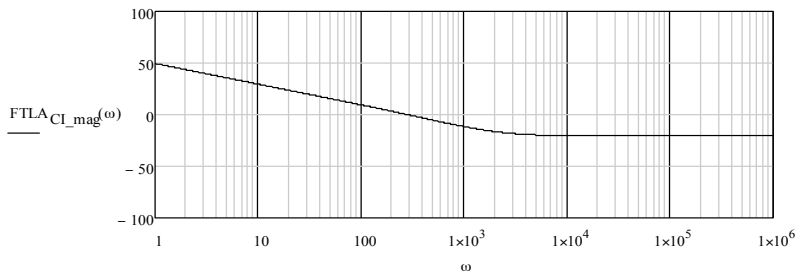
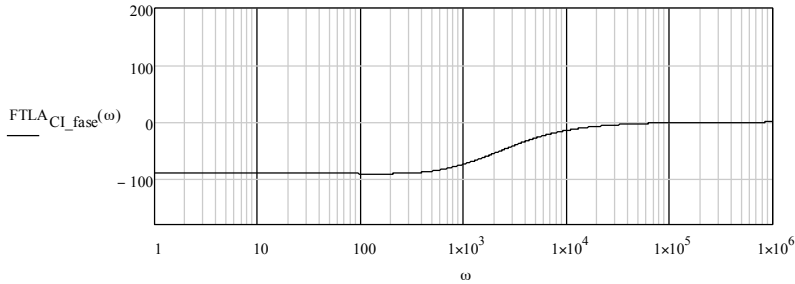


Figura 55 - Diagrama de Bode de fase da função de transferência controlada de corrente



Com isso deduz-se que o projeto do controlador foi feito de maneira correta, sendo necessário apenas a validação em simulação, que será apresentada a seguir.

6.2.3 Discretização dos controladores

Como o controle proposto no projeto é digital, os controladores devem ser discretizados. Para isso, substitui-se o s presente nos controladores pela expressão $\frac{z-1}{T}$, onde T é o período de amostragem. Sendo assim, os controladores de tensão e corrente são representados em 47 e 48, respectivamente, onde k é o número atual de amostras feitas e $e(k)$ é o erro presente na amostra.

$$u_v(k) = u_v(k-1) + 0.00127 \cdot e(k-1) + 0.054 \cdot (e(k) - e(k-1)) \quad (47)$$

$$u_i(k) = u_i(k-1) + 0.000796 \cdot e(k-1) + 0.697 \cdot (e(k) - e(k-1)) \quad (48)$$

Com esses controladores definidos, pode-se realizar a simulação do conversor em malha fechada.

6.3 SIMULAÇÃO EM MALHA FECHADA

Utilizando o bloco *C block* do software *PSIM*, foi implementado o código presente no apêndice H, com os controladores previamente calculados inseridos com condicionais, de maneira a mudar entre os controles de corrente e tensão conforme uma das variáveis ultrapassasse o valor máximo estipulado pela referência.

Um dos testes para a validação do controle foi um degrau da carga nominal para o que seria o dobro dela. Neste caso a corrente deve se manter fixa em 10 A e a tensão deve cair de 100 V para 50 V. Como apresentado nas Figuras 56 e 57.

Figura 56 – Forma de onda da tensão de saída no teste de degrau de carga.

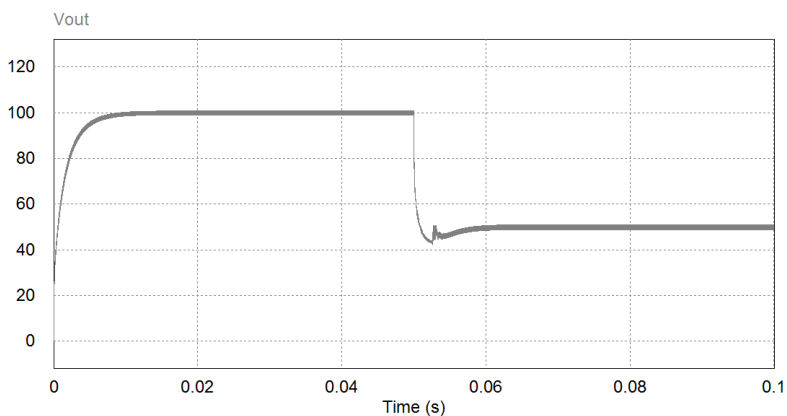
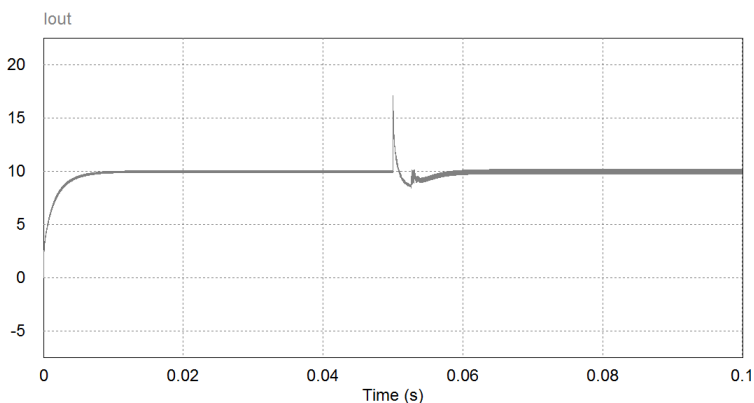


Figura 57 – Forma de onda da corrente de saída no teste de degrau de carga.



Neste caso pode-se observar um pico de corrente no momento da transição e os transitórios, que duram 10 ms, no início de cada situação de carga. É interessante observar também a fase entre os braços durante essa simulação.

Figura 58 – Fase entre os braços durante o teste de degrau de carga.

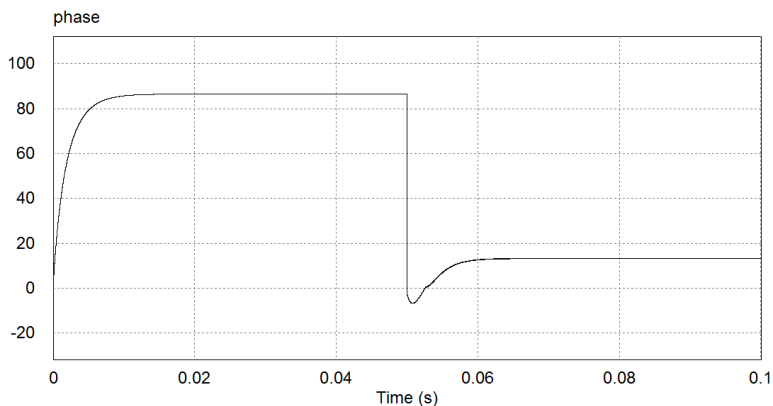


Figura 59 – Forma de onda da tensão de dois MOSFETs de braços diferentes na primeira situação de carga

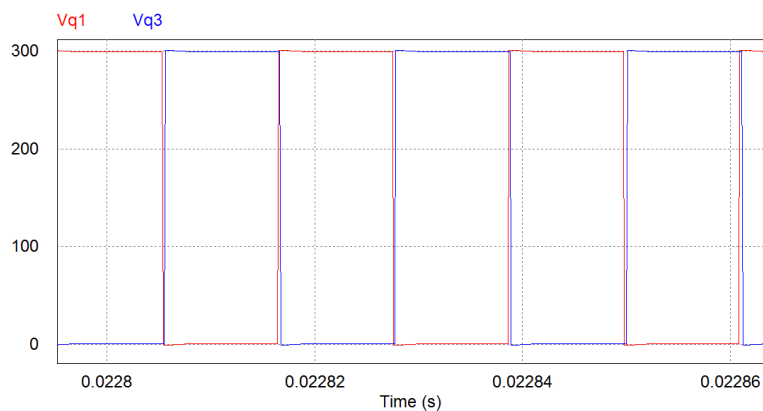


Figura 60 – Forma de onda da tensão de dois MOSFETs de braços diferentes na segunda situação de carga

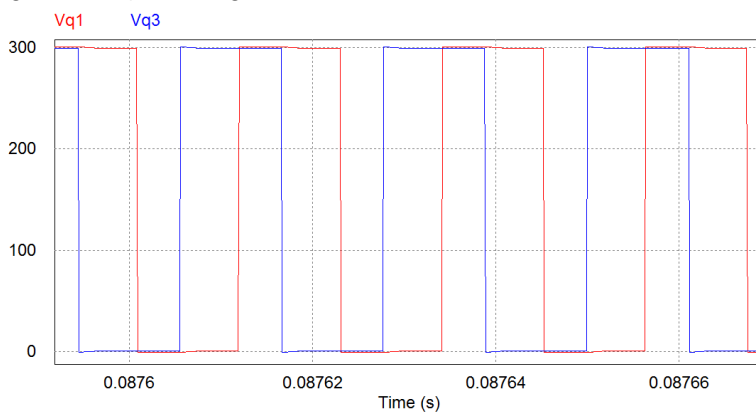


Figura 61 – Forma de onda da tensão e corrente de saída em situação de degrau de carga dentro do controle de tensão

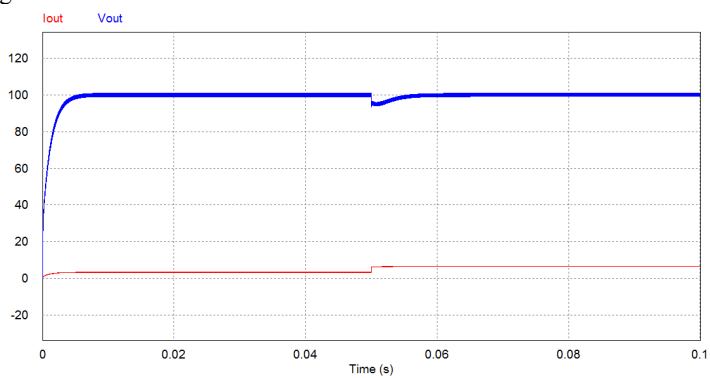


Figura 62 – Forma de onda da tensão e corrente de saída em situação de degrau negativo de tensão de entrada

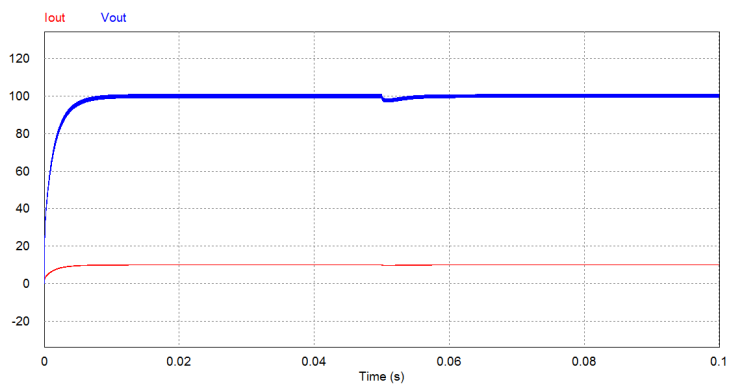


Figura 63 – Forma de onda da tensão e corrente de saída em situação de degrau positivo de tensão de entrada

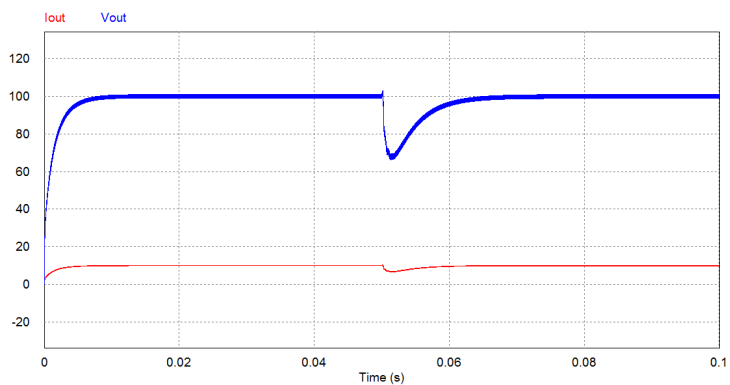


Figura 64 – Forma de onda da tensão e corrente de saída em situação de referência de tensão de saída em 80 V

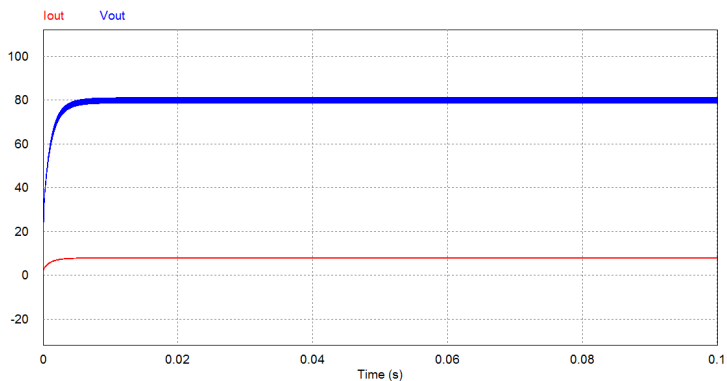
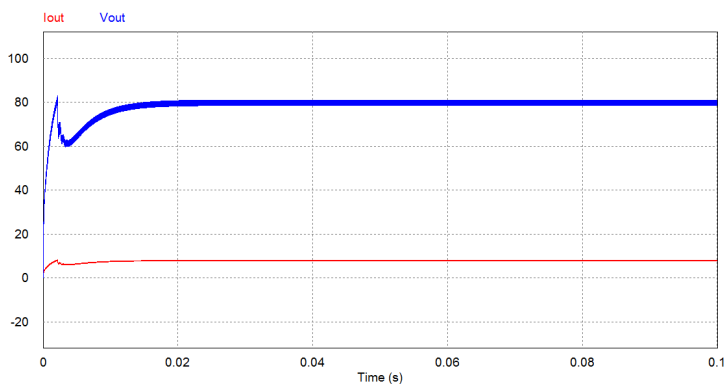


Figura 65 – Forma de onda da tensão e corrente de saída em situação de referência de corrente de saída em 8 A



Com a análise das Figuras 58 a 65, pode-se considerar o controle funcional, considerando o refinamento do projeto apresentado. O conversor apresentou variação na tensão de saída em níveis significativos, mas, mesmo considerando normas internacionais, como a IEC 62040-5-3, está dentro da variação permitida.

7 CONCLUSÃO

Embora uma análise prática do conversor não tenha sido possível, foi concluído um projeto teórico para um conversor CC-CC da topologia *full-bridge* de 1 kW. Trabalhos futuros podem encontrar o problema no conversor e finalizar o projeto incluindo o *hardware* de aquisição de tensão e corrente de saída e o retificador de entrada, chegando-se em uma fonte funcional.

No caso do funcionamento do protótipo, ainda seriam necessários alguns passos para que a fonte se tornasse um produto. Considerando o protótipo em malha fechada e com entrada CA (retificador em ponte completa na entrada), seria necessário, em um primeiro momento, definir a carcaça da fonte.

O próximo passo seria o início dos testes de compatibilidade eletromagnética, adequando-se ao padrão exigido para uso residencial, já que o projeto proposto não se restringe a ser utilizado em aplicações industriais. Nesse caso, o projeto aqui proposto, mesmo funcionando perfeitamente, reprovava em todos os testes.

Por fim, o conversor deve ser seguro, sendo necessários mais ensaios para se certificar disso.

REFERÊNCIAS

MELLO, Luiz Fernando de. *Projetos de Fontes Chaveadas - Teoria e Prática*. Érica, 06/2011.

XIONG, Yali et al. New Physical insights on Power MOSFET Switching Losses. 02/2009.

International Electrotechnical Commission, IEC 61000-4-2:2008. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-2: Testing and measurement techniques - Electrostatic discharge immunity test. Genebra, 2008

International Electrotechnical Commission, IEC 61000-4-3:2006+AMD1:2007+AMD2:2010 CSV. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-3: Testing and measurement techniques - Radiated, radio-frequency, electromagnetic field immunity test.

International Electrotechnical Commission, IEC 61000-4-5:2014. Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-5: Testing and measurement techniques - Surge immunity test.

International Electrotechnical Commission, IEC 62040-5-3:2016. Uninterruptible power systems (UPS) - Part 5-3: DC output UPS - Performance and test requirements.

Qual a diferença entre Fontes Chaveadas x Fontes Lineares?, disponível em <http://www.cebra.com.br/fontes-chaveadas-fontes-lineares/> Acesso em 05/2018.

Fundamentals of MOSFET and IGBT Gate Driver Circuits, disponível em <http://www.ti.com/lit/ml/slua618/slua618.pdf> Acesso em 05/2018.

BARBI, Ivo. Projeto de fontes chaveadas. 3ª Edição.

HELDWEIN, Marcelo Lobo. Unidade retificadora trifásica de alta potência e alto desempenho para aplicação em centrais de telecomunicações, 06/1999.

PELEGRINO, Lucas Stéfano de Souza. Sistema integrado para o controle do fluxo de potencia entre veículo elétrico, rede elétrica pública e residência. 2017

BARBI, Ivo. Conversores CC-CC básicos não isolados. 2^a Edição. 2006.

<https://docslide.com.br/documents/choppers-55a0d1f7d07d3.html>. Acesso em 05/2018

BERSANI, Antonio. Switch Mode Power Supply (SMPS) Topologies (Part II). 2009

APÊNDICE A – Cálculos detalhados do conversor Push-Pull

Tensão máxima de entrada.....	$V_{in_max} := 400V$
Tensão mínima de entrada.....	$V_{in_min} := 300V$
Frequência da rede.....	$f_r := 60Hz$
Ondulação de entrada.....	$\gamma := 15\%$
Razão cíclica máxima.....	$D_{max} := 0.45$
Frequência de chaveamento.....	$f_s := 45kHz$
Tensão máxima de saída.....	$V_{out_max} := 100V$
Corrente máxima de saída.....	$I_{out_max} := 10A$
Ondulação da tensão de saída.....	$\Delta V_{out\%} := 2\%$
Ondulação de corrente no indutor.....	$\Delta I_o\% := 30\%$
Eficiência.....	$\eta := 80\%$
Queda de tensão do diodo.....	$V_f := 0.7V$
Permeabilidade relativa do ar.....	$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{newton}{A^2}$

Entrada

$$P_{out} := V_{out_max} \cdot I_{out_max} = 1 \times 10^3 W \quad \text{Potência de saída}$$

$$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta} = 1.25 \times 10^3 W \quad \text{Potência de entrada}$$

$$W_{in} := \frac{P_{in}}{f_r} = 20.833 J$$

$$C_{in} := \frac{W_{in}}{(V_{in_min})^2 - [V_{in_min} \cdot (1 - \gamma)]^2} = 834.168 \cdot \mu F$$

Saída

$$P_{out} = 1 \cdot kW$$

Potência de saída

$$n := \frac{V_{out_max}}{2D_{max} \cdot V_{in_min}} = 0.37$$

Relação de transformação do transformador

$$D_{min} := \frac{V_{out_max}}{2n \cdot V_{in_max}} = 0.337$$

Duty cycle mínimo

$$L_o := \frac{(V_{in_min} \cdot n - V_{out_max})D_{max}}{\Delta I_o \% \cdot I_{out_max} \cdot f_s} = 37.037 \cdot \mu H$$

Indutância do filtro de saída

$$ESR := 0 \Omega$$

Resistência série do capacitor de saída

$$C_o := \frac{\Delta I_o \% \cdot I_{out_max} \cdot D_{min}}{f_s (\Delta V_{out \%} \cdot V_{out_max} - \Delta I_o \% \cdot I_{out_max} \cdot ESR)}$$

$$C_o = 11.25 \cdot \mu F$$

Capacitância do filtro de saída

Cálculo do transformador

Densidade de corrente máxima no condutor.....

$$J_{max} := 400 \frac{A}{cm^2}$$

Densidade de fluxo magnético.....

$$B_{max} := 0.15 T$$

Variação máxima de fluxo magnético.....

$$\Delta B_{max} := 0.3 T$$

Fator de utilização do primário.....

$$k_p := 0.41$$

Fator de utilização da área do enrolamento.....

$$k_w := 0.4$$

Núcleo

$$A_e A_w := \frac{1.5 \cdot P_{out}}{\Delta B_{max} \cdot f_s \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{max} \cdot \eta} = 21.172 \cdot \text{cm}^4$$

$$NEE-65/33/26$$

$$A_w := 5.372 \text{cm}^2$$

$$A_e := 5.32 \text{cm}^2$$

$$l_e := 14.7 \text{cm}$$

$$V_e := 44.5 \text{cm}^3$$

$$A_e \cdot A_w = 28.579 \cdot \text{cm}^4$$

Espiras

$$N_{p_min} := \frac{0.5 \cdot V_{in_min}}{A_e \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} = 20.886 \quad \text{Número de espiras no primário}$$

$$N_p := \text{ceil}(N_{p_min}) = 21$$

$$N_s := N_p \cdot \frac{(V_{out_max} + V_f)}{V_{in_min}} \cdot \frac{(1 - D_{max})}{D_{max}} = 8.615$$

$$N_{s_max} := \text{ceil}(N_s) = 9$$

$$\frac{N_s}{N_p} = 0.429$$

$$D := \frac{V_{out_max} \cdot N_p}{2 V_{in_min} \cdot N_s} = 0.389$$

$$D_{cu_max} := \frac{15 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-0.5}}{\sqrt{f_s}} = 0.071 \cdot \text{cm} \quad \text{Diâmetro máximo do fio utilizado}$$

AWG 22

$$D_{cu} := 0.057 \text{ cm}$$

$$A_{cu} := 0.002582 \text{ cm}^2$$

$$A_{iso} := 0.003221 \text{ cm}^2$$

$$I_{pri_med} := \frac{P_{in}}{2V_{in_min}} = 2.083 \text{ A}$$

$$I_{pri_rms} := \frac{I_{pri_med} \cdot \sqrt{2D_{max}}}{2D_{max}} = 2.196 \text{ A}$$

$$S_{pri_cu} := \frac{I_{pri_rms}}{J_{max}} = 5.49 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{pri_min} := \frac{S_{pri_cu}}{A_{cu}} = 2.126$$

$$n_{pri} := \text{ceil}(n_{pri_min}) = 3$$

Número de condutores no primário

$$S_{pri} := n_{pri} \cdot A_{iso} = 9.663 \times 10^{-3} \cdot \text{cm}^2 \quad \text{Área total ocupada pelo condutor no primário}$$

$$I_{sec_rms} := I_{pri_rms} \cdot \frac{N_p}{N_s} = 5.124 \text{ A}$$

$$S_{sec_cu} := \frac{I_{sec_rms}}{J_{max}} = 0.013 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{sec_min} := \frac{S_{sec_cu}}{A_{cu}} = 4.961$$

$$n_{\text{sec}} := \text{ceil}(n_{\text{sec_min}}) = 5$$

Número de condutores no secundário

$$S_{\text{sec}} := n_{\text{sec}} \cdot A_{\text{iso}} = 0.016 \cdot \text{cm}^2$$

Área total ocupada pelo condutor no secundário

$$A_{\text{pri}} := S_{\text{pri}} \cdot N_p^2 = 0.406 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{\text{sec}} := S_{\text{sec}} \cdot N_s^2 = 0.29 \cdot \text{cm}^2$$

$$k_u := \frac{A_{\text{pri}} + A_{\text{sec}}}{A_w} = 0.13$$

Fator de ocupação

$$K_h := 4 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{\text{W} \cdot \text{s}}{\text{T}^{2.4} \cdot \text{cm}^3}$$

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10} \cdot \frac{\text{W} \cdot \text{s}^2}{\text{T}^{2.4} \cdot \text{cm}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := \Delta B_{\text{max}}^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s^2 + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_c$$

$$P_{\text{nucleo}} = 6.458 \text{ W}$$

Perdas no núcleo de ferrite

$$P_{\text{cu_pri}} := \frac{N_p \cdot I_c \cdot 1.73 \cdot \frac{\mu\text{V} \cdot \text{cm}}{\text{A}}}{S_{\text{pri_cu}}} \cdot I_{\text{pri_rms}}^2$$

$$P_{\text{cu_pri}} = 0.469 \text{ W}$$

Perdas de condução no transformador

$$P_{\text{cu_sec}} := \frac{N_s \cdot I_c \cdot 1.73 \cdot \frac{\mu\text{V} \cdot \text{cm}}{\text{A}}}{S_{\text{sec_cu}}} \cdot I_{\text{sec_rms}}^2$$

$$P_{\text{cu_sec}} = 0.469 \text{ W}$$

$$P_{Ttotal} := P_{nucleo} + 2 \cdot P_{cu_pri} + 2P_{cu_sec}$$

$$P_{Ttotal} = 8.334 \text{ W}$$

$$\Delta T := 23 \cdot \left(\frac{A_c \cdot A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{P_{Ttotal}}{\text{W}}$$

$$\Delta T = 55.445$$

Cálculo do indutor

$$\text{Indutância} \dots\dots\dots L_o = 37.037 \cdot \mu\text{H}$$

$$\text{Densidade de corrente máxima no condutor} \dots\dots\dots J_{maxI} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$$

$$\text{Densidade de fluxo magnético} \dots\dots\dots B_{maxI} := 0.3 \text{ T}$$

$$\text{Fator de utilização da área do enrolamento} \dots\dots\dots k_{wI} := 0.7$$

$$\text{Frequência no indutor} \dots\dots\dots f_l := 2 \cdot f_s$$

$$I_{Lpico} := I_{out_max} + \frac{\Delta I_{\%} \cdot I_{out_max}}{2} = 11.5 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico no indutor}$$

$$I_{Lrms} := \sqrt{I_{out_max}^2 + \left(\frac{\Delta I_{\%} \cdot I_{out_max}}{2} \right)^2} = 10.112 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no indutor}$$

Núcleo

$$A_e A_{wI} := \frac{L_o \cdot I_{Lpico} \cdot I_{Lrms}}{B_{maxI} \cdot k_{wI} \cdot J_{maxI}} = 0.513 \cdot \text{cm}^4$$

$$E=30/14$$

$$A_{el} := 1.20 \text{ cm}^2$$

$$A_{wl} := 0.85 \text{ cm}^2$$

$$A_{el} \cdot A_{wl} = 1.02 \cdot \text{cm}^4$$

$$l_{el} := 6.70 \text{ cm}$$

$$V_{el} := 8.00 \text{ cm}^3$$

$$N_l := \frac{L_o \cdot l_{Lpico}}{B_{maxl} \cdot A_{el}} = 11.831$$

$$N_{lw} := \text{ceil}(N_l) = 12$$

$$l_{entferro} := \frac{N_l^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_o}$$

$$l_{entferro} = 0.26 \text{ cm}$$

Comprimento do entreferro do indutor

$$D_{cu_maxl} := \frac{15 \cdot \text{cm} \cdot \text{s}^{-0.5}}{\sqrt{f_l}} = 0.05 \cdot \text{cm}$$

$$\text{AWG } 25$$

$$D_{cul} := 0.045 \text{ cm}$$

$$S_{cul} := 0.001624 \text{ cm}^2$$

$$S_{isol} := 0.002078 \text{ cm}^2$$

$$n_I := \frac{\frac{I_{Lrms}}{J_{maxI}}}{S_{cul}}$$

$$n_{wI} := \text{ceil}(n_I) = 16$$

Número de condutores em paralelo no indutor

$$R_{fio} := \frac{0.001419 \frac{\Omega}{cm} \cdot I_{el} \cdot N_I}{n_I} = 7.13 \times 10^{-3} \Omega$$

Resistência do condutor do indutor

$$P_{cu} := R_{fio} \cdot I_{Lrms}^2 = 729.091 \cdot \text{mW}$$

Perdas no cobre do indutor

$$\Delta B := \frac{L_o \cdot \Delta I_{\%} \cdot I_{out_max}}{A_e \cdot N_I} = 0.017 \text{ T}$$

$$P_{nucleoI} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_I + K_f \cdot f_I^2) \cdot V_{el}$$

$$P_{nucleoI} = 3.279 \cdot \text{mW}$$

Perdas no núcleo do indutor

$$P_{total \ I} := P_{cu} + P_{nucleoI} = 732.37 \cdot \text{mW}$$

Perdas totais no indutor

$$\Delta T_I := 23 \cdot \left(\frac{A_{el} \cdot A_{wI}}{cm^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{P_{total \ I}}{W}$$

$$\Delta T_I = 16.722$$

Variação da temperatura no indutor

$$Exec := \frac{N_I \cdot n_I \cdot S_{isoI}}{k_{wI} \cdot A_{wI}} = 0.671$$

Coefficiente de execução

Chaves

$$T_c := \frac{1}{f_s}$$

$$I_{Qrms} := \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{D_{max} \cdot T_c} (2I_{pri_med})^2 dt}$$

$$I_{Qrms} = 2.795 \text{ A}$$

Corrente eficaz na chave

$$V_{Qmax} := 2V_{in_max} = 800 \text{ V}$$

Tensão reversa máxima na chave

$$I_{Opico} := \frac{I_{pri_med}}{D} = 5.357 \text{ A}$$

Corrente de pico na chave

Perdas

Condução

$$R_{DSon} := 0.69 \Omega$$

$$P_{Qcond} := R_{DSon} \cdot I_{Qrms}^2$$

$$P_{Qcond} = 5.391 \text{ W}$$

Perda de condução na chave

Comutação

$$V_{gs} := 30 \text{ V}$$

$$V_p := 4 \text{ V}$$

$$r_g := 3 \Omega$$

$$I_{gs} := \frac{V_{gs} - V_p}{r_g} = 8.667 \text{ A}$$

$$Q_{gd} := 30 \text{ nC}$$

$$Q_{gs} := 7.3 \text{ nC}$$

$$Q_{sw} := Q_{gs} + Q_{gd}$$

$$t_{on} := \frac{Q_{sw}}{I_{gs}} = 4.304 \text{ ns}$$

$$t_{off} := t_{on}$$

$$P_{Qcom} := \frac{1}{2} \cdot I_{Qpico} \cdot V_{Qmax} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_s = 0.83 \text{ W}$$

$$P_{Qtotal} := P_{Qcom} + P_{Qcond} = 6.221 \text{ W}$$

Diodos

$$I_{Dmed} := \frac{1}{T_c} \cdot \left[\int_0^{(1-2 \cdot D_{max}) \cdot T_c} \frac{I_{out_max}}{2} dt + \int_0^{D_{max} \cdot T_c} I_{out_max} dt \right]$$

$$I_{Dmed} = 5 \text{ A}$$

Corrente média em um diodo de saída

$$V_{sec_max} := V_{in_max} \cdot \frac{N_s}{N_p} = 171.429 \text{ V}$$

$$V_{Dmax} := V_{sec_max}^2$$

$$V_{Dmax} = 342.857 \text{ V}$$

Tensão reversa máxima no diodo

Perdas

$$P_{Dcond} := I_{Dmed} \cdot V_f$$

$$P_{Dcond} = 3.5 \text{ W}$$

Perda de condução em um diodo

Rendimento

Perdas totais

$$P_t := P_{Ttotal} + P_{total_I} + 2 \cdot P_{Qtotal} + 2 \cdot P_{Dcond}$$

$$P_t = 28.508 \text{ W}$$

Perdas totais no conversor

$$\eta_f := \frac{P_{out}}{P_{out} + P_t}$$

$$\eta_f = 97.228 \%$$

Rendimento teórico do conversor

APÊNDICE B – Cálculos detalhados do conversor Half-bridge

Tensão máxima de entrada.....	$V_{in_max} := 400V$
Tensão mínima de entrada.....	$V_{in_min} := 300V$
Tensão de entrada alternada.....	$V_{in_ac} := 220 \cdot \sqrt{2}$
Frequência da rede.....	$f_l := 60Hz$
Ondulação de entrada.....	$\gamma := 15\%$
Razão cíclica máxima.....	$D_{max} := 0.45$
Frequência de chaveamento.....	$f_s := 45kHz$
Tensão máxima de saída.....	$V_{out_max} := 100V$
Corrente máxima de saída.....	$I_{out_max} := 10A$
Ondulação da tensão de saída.....	$\Delta V_{out\%} := 2\%$
Ondulação de corrente no indutor.....	$\Delta I_{\%} := 30\%$
Eficiência.....	$\eta := 80\%$
Queda de tensão do diodo.....	$V_F := 0.7V$
Permeabilidade relativa do ar.....	$\mu_o := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{newton}}{A^2}$

Entrada

$$V_{cl_max} := \frac{V_{in_max}}{2} = 200 \text{ V}$$

Tensão máxima no capacitor da fonte simétrica

$$V_{cl_min} := \frac{V_{in_min}}{2} = 150 \text{ V}$$

Tensão mínima no capacitor da fonte simétrica

$$P_{out} := V_{out_max} \cdot I_{out_max} = 1 \times 10^3 \text{ W}$$

Potência de saída

$$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta} = 1.25 \times 10^3 \text{ W}$$

Potência de entrada

$$W_{in} := \frac{P_{in}}{f_r} = 20.833 \text{ J}$$

$$C_{in} := \frac{W_{in}}{(V_{in_min})^2 - [V_{in_min}(1 - \gamma)]^2} = 834.168 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_1 := 2 \cdot C_{in} = 1.668 \times 10^{-3} \cdot \text{F}$$

Saída

$$P_{out} = 1 \cdot \text{kW}$$

Potência de saída

$$n := \frac{V_{out_max}}{D_{max} \cdot V_{in_min}} = 0.741$$

Relação de transformação
do transformador

$$D_{min} := \frac{V_{out_max}}{n \cdot V_{in_max}} = 0.337$$

Duty cycle mínimo

$$L_o := \frac{\left(\frac{V_{in_min}}{2} \cdot n - V_{out_max} \right) D_{max}}{\Delta I_o \cdot I_{out_max} \cdot f_s} = 37.037 \cdot \mu\text{H}$$

Indutância do filtro
de saída

$$ESR := 0\Omega$$

Resistência série do capacitor
de saída

$$C_o := \frac{\Delta I_o \cdot I_{out_max} \cdot D_{min}}{f_s (\Delta V_{out\%} \cdot V_{out_max} - \Delta I_o \cdot I_{out_max} \cdot ESR)}$$

$$C_o = 11.25 \cdot \mu\text{F}$$

Capacitância do filtro
de saída

Cálculo do transformador

Densidade de corrente máxima no condutor.....	$J_{\max} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Densidade de fluxo magnético.....	$B_{\max} := 0.15\text{T}$
Varição máxima de fluxo magnético.....	$\Delta B_{\max} := 0.3\text{T}$
Fator de utilização do primário.....	$k_p := 0.41$
Fator de utilização da área do enrolamento.....	$k_w := 0.4$

Núcleo

$$A_e A_w := \frac{1.5 \cdot P_{\text{out}}}{\Delta B_{\max} \cdot f_s \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{\max}} = 16.938 \cdot \text{cm}^4$$

NEE-65/33/26

$$A_w := 5.372 \text{cm}^2$$

$$A_e := 5.32 \text{cm}^2$$

$$l_e := 14.7 \text{cm}$$

$$V_e := 44.5 \text{cm}^3$$

$$A_e \cdot A_w = 28.579 \cdot \text{cm}^4$$

Espiras

$$N_{p_min} := \frac{0.5 \cdot V_{in_min}}{A_e \cdot \Delta B_{\max} \cdot f_s} = 20.886 \quad \text{Número de espiras no primário}$$

$$N_p := \text{ceil}(N_{p_min}) = 21$$

$$N_s := \frac{N_p \cdot V_{out_max}}{V_{in_min} \cdot 0.4} = 17.5$$

$$N_s := \text{ceil}(N_s) = 18$$

$$\frac{N_s}{N_p} = 0.857$$

$$D := \frac{V_{\text{out_max}} \cdot N_p}{V_{\text{in_min}} \cdot N_s} = 0.389$$

$$D_{\text{cu_max}} := \frac{15 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-0.5}}{\sqrt{f_s}} = 0.071 \cdot \text{cm} \quad \text{Diâmetro máximo do fio utilizado}$$

AWG 22

$$D_{\text{cu}} := 0.064 \text{ cm}$$

$$A_{\text{cu}} := 0.003255 \text{ cm}^2$$

$$A_{\text{iso}} := 0.004013 \text{ cm}^2$$

$$I_{\text{pri_med}} := \frac{P_{\text{in}} \cdot 2}{V_{\text{in_min}}} = 8.333 \text{ A}$$

$$I_{\text{pri_rms}} := \frac{I_{\text{pri_med}} \cdot \sqrt{2D}}{2 \cdot D} = 9.449 \text{ A}$$

$$S_{\text{pri_cu}} := \frac{I_{\text{pri_rms}}}{J_{\text{max}}} = 0.024 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{pri_min}} := \frac{S_{\text{pri_cu}}}{A_{\text{cu}}} = 7.257$$

$$n_{\text{pri}} := 8$$

Número de condutores no primário

$$S_{\text{pri}} := n_{\text{pri}} \cdot A_{\text{iso}} = 0.032 \cdot \text{cm}^2$$

Área total ocupada pelo condutor no primário

$$I_{\text{sec_rms}} := \frac{I_{\text{pri_rms}}}{2} \cdot \frac{N_p}{N_s} = 5.512 \text{ A}$$

$$S_{\text{sec_cu}} := \frac{I_{\text{sec_rms}}^2}{J_{\text{max}}} = 0.014 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{sec_min}} := \frac{S_{\text{sec_cu}}}{A_{\text{cu}}} = 4.233$$

$$n_{\text{sec}} := 9$$

Número de condutores no secundário

$$S_{\text{sec}} := n_{\text{sec}} \cdot A_{\text{iso}} = 0.036 \cdot \text{cm}^2$$

Área total ocupada pelo condutor no secundário

$$A_{\text{pri}} := S_{\text{pri}} \cdot N_p = 0.674 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{\text{sec}} := S_{\text{sec}} \cdot N_s \cdot 2 = 1.3 \cdot \text{cm}^2$$

$$k_u := \frac{A_{\text{pri}} + A_{\text{sec}}}{A_w} = 0.368$$

Fator de ocupação

$$K_h := 4 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{\text{W} \cdot \text{s}}{\text{T}^{2.4} \cdot \text{cm}^3}$$

$$K_f := 4 \cdot 10^{-10} \cdot \frac{\text{W} \cdot \text{s}^2}{\text{T}^{2.4} \cdot \text{cm}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := \Delta B_{\text{max}}^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e$$

$$P_{\text{nucleo}} = 6.458 \text{ W}$$

Perdas no núcleo de ferrite

$$P_{\text{cu_pri}} := \frac{N_p^2 \cdot I_e \cdot 1.73 \cdot \frac{\mu\text{V} \cdot \text{cm}}{\text{A}}}{S_{\text{pri_cu}}} \cdot I_{\text{pri_rms}}^2$$

$$P_{cu_pri} = 2.019 \text{ W}$$

$$P_{cu_sec} := \frac{N_s \cdot I_e \cdot 1.73 \frac{\mu V \cdot cm}{A}}{S_{sec_cu}} \cdot I_{sec_rms}^2$$

$$P_{cu_sec} = 1.009 \text{ W}$$

$$P_{Total} := P_{nucleo} + P_{cu_pri} + 2P_{cu_sec}$$

$$P_{Total} = 10.495 \text{ W}$$

$$\Delta T := 23 \cdot \left(\frac{A_e \cdot A_w}{cm^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{P_{Total}}{W}$$

$$\Delta T = 69.819$$

Cálculo do indutor

$$\text{Indutância} \dots\dots\dots L_0 = 37.037 \cdot \mu H$$

$$\text{Densidade de corrente máxima no condutor} \dots\dots\dots J_{maxI} := 400 \frac{A}{cm^2}$$

$$\text{Densidade de fluxo magnético} \dots\dots\dots B_{maxI} := 0.3 T$$

$$\text{Fator de utilização da área do enrolamento} \dots\dots\dots k_{wI} := 0.7$$

$$\text{Frequência no indutor} \dots\dots\dots f_I := 2 \cdot f_s$$

$$I_{Lpico} := I_{out_max} + \frac{\Delta I_{\%} \cdot I_{out_max}}{2} = 11.5 \text{ A} \quad \text{Corrente de pico no indutor}$$

$$I_{Lrms} := \sqrt{I_{out_max}^2 + \left(\frac{\Delta I_o \cdot I_{out_max}}{2} \right)^2} = 10.112 \text{ A} \quad \text{Corrente eficaz no indutor}$$

Núcleo

$$A_e A_w I := \frac{L_o \cdot I_{Lpico} \cdot I_{Lrms}}{B_{maxI} \cdot k_{wl} \cdot J_{maxI}} = 0.513 \cdot \text{cm}^4$$

$$E-30/14$$

$$A_{el} := 1.20 \text{ cm}^2$$

$$A_{wl} := 0.85 \text{ cm}^2$$

$$A_{el} \cdot A_{wl} = 1.02 \cdot \text{cm}^4$$

$$l_{el} := 6.70 \text{ cm}$$

$$V_{el} := 8.00 \text{ cm}^3$$

$$N_I := \frac{L_o \cdot I_{Lpico}}{B_{maxI} \cdot A_{el}} = 11.831$$

$$N_{wl} := \text{ceil}(N_I) = 12$$

$$l_{entferro} := \frac{N_I^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_o}$$

$$l_{entferro} = 0.26 \text{ cm}$$

Comprimento do entreferro do indutor

$$D_{cu_maxI} := \frac{15 \cdot \text{cm} \cdot s^{-0.5}}{\sqrt{I_I}} = 0.05 \cdot \text{cm}$$

$$\text{AWG } 25$$

$$D_{\text{cul}} := 0.045 \text{ cm}$$

$$S_{\text{cul}} := 0.001624 \text{ cm}^2$$

$$S_{\text{isol}} := 0.002078 \text{ cm}^2$$

$$n_I := \frac{\frac{I_{\text{Lrms}}}{J_{\text{maxI}}}}{S_{\text{cul}}}$$

$$n_I := \text{ceil}(n_I) = 16$$

Número de condutores em paralelo no indutor

$$R_{\text{fio}} := \frac{0.001419 \frac{\Omega}{\text{cm}} \cdot l_{\text{eI}} \cdot N_I}{n_I} = 7.13 \times 10^{-3} \Omega$$

Resistência do condutor do indutor

$$P_{\text{cu}} := R_{\text{fio}} \cdot I_{\text{Lrms}}^2 = 729.091 \text{ mW}$$

Perdas no cobre do indutor

$$\Delta B := \frac{L_o \cdot \Delta I_o \% \cdot I_{\text{out_max}}}{A_e \cdot N_I} = 0.017 \text{ T}$$

$$P_{\text{nucleol}} := \Delta B^{2.4} \cdot \left(K_h \cdot f_I + K_f \cdot f_I^2 \right) \cdot V_{\text{eI}}$$

$$P_{\text{nucleol}} = 3.279 \text{ mW}$$

Perdas no núcleo do indutor

$$P_{\text{total_I}} := P_{\text{cu}} + P_{\text{nucleol}} = 732.37 \text{ mW}$$

Perdas totais no indutor

$$\Delta T_I := 23 \cdot \left(\frac{A_{\text{eI}} \cdot A_{\text{wI}}}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{P_{\text{total_I}}}{W}$$

$$\Delta T_l = 16.722$$

Varição da temperatura no indutor

$$\text{Exec} := \frac{N_l \cdot n_l \cdot S_{\text{isol}}}{k_{wl} \cdot A_{wl}} = 0.671$$

Coefficiente de execução

Chaves

$$T_c := \frac{1}{f_s}$$

$$I_{Qrms} := \sqrt{\frac{1}{T_c} \cdot \int_0^{D_{\max} \cdot T_c} I_{\text{pri_med}}^2 dt}$$

$$I_{Qrms} = 5.59 \text{ A}$$

Corrente eficaz na chave

$$V_{Qmax} := V_{in \text{ max}} = 400 \text{ V}$$

Tensão reversa máxima na chave

$$I_{Qpico} := \frac{I_{\text{pri_med}}}{2 \cdot D} = 10.714 \text{ A}$$

Corrente de pico na chave

Perdas

Condução

$$R_{D\text{Son}} := 0.16 \Omega$$

$$P_{Qcond} := R_{D\text{Son}} \cdot I_{Qrms}^2$$

$$P_{Qcond} = 5 \text{ W}$$

Perda de condução na chave

Comutação

$$V_{gs} := 20 \text{ V}$$

$$V_P := 3V$$

$$r_g := 0.66\Omega$$

$$I_{gs} := \frac{V_{gs} - V_P}{r_g} = 25.758 A$$

$$Q_{sw} := 12.7nC + 45.8nC = 5.85 \times 10^{-8} C$$

$$t_{on} := \frac{Q_{sw}}{I_{gs}} = 2.271 \cdot ns$$

$$t_{off} := t_{on}$$

$$P_{Qcom} := \frac{1}{2} \cdot I_{Qpico} \cdot V_{Qmax} (t_{on} + t_{off}) \cdot f_s = 0.438 W$$

$$P_{Qtotal} := P_{Qcom} + P_{Qcond} = 5.438 W$$

Dissipadores

$$T_a := 40 ^\circ C$$

$$T_j := 100 ^\circ C$$

$$R_{jc} := 0.52 \frac{K}{W}$$

$$R_{da} := \frac{T_j - T_a}{P_{Qtotal}} - R_{jc} = 10.513 \cdot \frac{K}{W}$$

Diodos

$$I_{Dmed} := \frac{1}{T_c} \cdot \left[\int_0^{(1-2 \cdot D_{max}) \cdot T_c} \frac{I_{out_max}}{2} dt + \int_0^{D_{max} \cdot T_c} I_{out_max} dt \right]$$

$$I_{Dmed} = 5 \text{ A}$$

Corrente média em um diodo de saída

$$V_{sec_max} := \frac{V_{in_max}}{2} \cdot \frac{N_s}{N_p} = 171.429 \text{ V}$$

$$V_{Dmax} := V_{sec_max}^2$$

$$V_{Dmax} = 342.857 \text{ V}$$

Tensão reversa máxima no diodo

Perdas

$$P_{Dcond} := I_{Dmed} \cdot V_f$$

$$P_{Dcond} = 3.5 \text{ W}$$

Perda de condução em um diodo

Capacitor Cb

$$\Delta V_D := 10 \text{ V}$$

$$C_{Bmin} := \frac{I_{pri_med}}{\Delta V_D} \cdot T_c \cdot D_{max}$$

$$C_{Bmin} = 8.333 \cdot \mu\text{F}$$

Valor mínimo do capacitor Cb

$$C_B := 10 \mu\text{F}$$

Rendimento

Perdas totais

$$P_t := P_{Ttotal} + P_{total_I} + 2 \cdot P_{Qtotal} + 2 \cdot P_{Dcond}$$

$$P_t = 29.103 \text{ W}$$

Perdas totais no conversor

$$\eta_f := \frac{P_{out}}{P_{out} + P_t}$$

$$\eta_f = 97.172\%$$

Rendimento teórico do conversor

APÊNDICE C – Cálculos detalhados do conversor full-bridge

Tensão máxima de entrada.....	$V_{in_max} := 400V$
Tensão mínima de entrada.....	$V_{in_min} := 300V$
Frequência da rede.....	$f_r := 60Hz$
Ondulação de entrada.....	$\gamma := 7\%$
Razão cíclica máxima.....	$D_{max} := 0.45$
Frequência de chaveamento.....	$f_s := 45kHz$
Tensão máxima de saída.....	$V_{out_max} := 100V$
Corrente máxima de saída.....	$I_{out_max} := 10A$
Ondulação da tensão de saída.....	$\Delta V_{out\%} := 2\%$
Ondulação de corrente no indutor.....	$\Delta I_{\%} := 30\%$
Eficiência.....	$\eta := 80\%$
Queda de tensão do diodo.....	$V_f := 0.45V$
Permeabilidade relativa do ar.....	$\mu_0 := 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{newton}}{A^2}$

Entrada

$P_{out} := V_{out_max} \cdot I_{out_max} = 1 \times 10^3 W$	Potência de saída
$P_{in} := \frac{P_{out}}{\eta} = 1.25 \times 10^3 W$	Potência de entrada
$W_{in} := \frac{P_{in}}{f_r} = 20.833 J$	$mF := 10^{-3} F$

$$C_{in} := \frac{W_{in}}{(V_{in_min})^2 - [V_{in_min} \cdot (1 - \gamma)]^2} = 1.713 \cdot \text{mF}$$

Saída

$$P_{out} = 1 \cdot \text{kW}$$

Potência de saída

$$n := \frac{V_{out_max}}{2D_{max} \cdot V_{in_min}} = 0.37$$

Relação de transformação do transformador

$$D_{min} := \frac{V_{out_max}}{2n \cdot V_{in_max}} = 0.239$$

Duty cycle mínimo

$$L_o := \frac{(V_{in_min} \cdot n - V_{out_max})D_{max}}{\Delta I_{o\%} \cdot I_{out_max} \cdot f_s} = 211.852 \cdot \mu\text{H}$$

Indutância do filtro de saída

$$ESR := 2 \Omega$$

Resistência série do capacitor de saída

$$C_o := \frac{\Delta I_{o\%} \cdot I_{out_max} \cdot D_{min}}{f_s \cdot (\Delta V_{out\%} \cdot V_{out_max} - \Delta I_{o\%} \cdot I_{out_max} \cdot ESR)}$$

$$C_o = 198.791 \cdot \mu\text{F}$$

Capacitância do filtro de saída

Cálculo do transformador

Densidade de corrente máxima no condutor.....	$J_{max} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$
Densidade de fluxo magnético.....	$B_{max} := 0.15\text{T}$
Varição máxima de fluxo magnético.....	$\Delta B_{max} := 0.3\text{T}$
Fator de utilização do primário.....	$k_p := 0.41$
Fator de utilização da área do enrolamento.....	$k_w := 0.4$

Núcleo

$$A_e A_w := \frac{1.5 \cdot P_{out}}{\Delta B_{max} \cdot f_s \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{max}} = 16.938 \cdot cm^4$$

NEE-65/33/26

$A_w := 5.372 cm^2$

$A_e := 5.32 cm^2$

$l_e := 14.7 cm$

$V_e := 44.5 cm^3$

$A_e \cdot A_w = 28.579 \cdot cm^4$

Espiras

$$N_{p_min} := \frac{0.5 \cdot V_{in_min}}{A_e \cdot \Delta B_{max} \cdot f_s} = 20.886 \quad \text{Número de espiras no primário}$$

$N_p := \text{ceil}(N_{p_min}) = 21$

$N_s := \frac{N_p \cdot V_{out_max}}{2 V_{in_min} \cdot 0.4} = 8.75$

$N_p \cdot l_e = 3.087 m$

$N_{\text{max}} := 11$

$n := \left(\frac{N_s}{N_p} \right) = 0.524$

$N_s \cdot l_e = 1.617 m$

$D := \frac{V_{out_max} \cdot N_p}{2 V_{in_min} \cdot N_s} = 0.318$

$C_b := 2 \cdot \frac{n \cdot I_{out_max}}{8 \cdot f_s \cdot 2 \cdot V_{in_min}} = 48.501 \cdot nF$

$$D_{cu_max} := \frac{15 \text{ cm} \cdot s^{-0.5}}{\sqrt{f_s}} = 0.071 \cdot \text{cm} \quad \text{Diâmetro máximo do fio utilizado}$$

AWG 24

$$D_{cu} := 0.051 \text{ cm}$$

$$A_{cu} := 0.002047 \text{ cm}^2$$

$$A_{iso} := 0.002586 \text{ cm}^2$$

$$I_{pri_med} := \frac{P_{in}}{V_{in_min}} = 4.167 \text{ A}$$

$$I_{pri_rms} := \frac{I_{pri_med} \cdot \sqrt{2 D_{max}}}{2 \cdot D_{max}} = 4.392 \text{ A}$$

$$S_{pri_cu} := \frac{I_{pri_rms}}{J_{max}} = 0.011 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{pri_min} := \frac{S_{pri_cu}}{A_{cu}} = 5.364$$

$$n_{pri} := \text{ceil}(n_{pri_min}) = 6$$

Número de condutores no primário

$$S_{pri} := n_{pri} \cdot A_{iso} = 0.016 \cdot \text{cm}^2$$

Área total ocupada pelo condutor no primário

$$I_{sec_rms} := \frac{I_{pri_rms}}{2} \cdot \frac{N_p}{N_s} = 4.192 \text{ A}$$

$$S_{sec_cu} := \frac{I_{sec_rms}}{J_{max}} = 0.01 \cdot \text{cm}^2$$

$$n_{\text{sec_min}} := \frac{S_{\text{sec_cu}}}{A_{\text{cu}}} = 5.12$$

$$n_{\text{sec}} := \text{ceil}(n_{\text{sec_min}}) = 6$$

Número de condutores no secundário

$$S_{\text{sec}} := n_{\text{sec}} \cdot A_{\text{iso}} = 0.016 \cdot \text{cm}^2$$

Área total ocupada pelo condutor no secundário

$$A_{\text{pri}} := S_{\text{pri}} \cdot N_{\text{p}} = 0.326 \cdot \text{cm}^2$$

$$A_{\text{sec}} := S_{\text{sec}} \cdot N_{\text{s}} \cdot 2 = 0.341 \cdot \text{cm}^2$$

$$k_u := \frac{A_{\text{pri}} + A_{\text{sec}}}{A_{\text{w}}} = 0.124$$

Fator de ocupação

$$K_{\text{h}} := 4 \cdot 10^{-5} \cdot \frac{\text{W} \cdot \text{s}}{\text{T}^{2.4} \cdot \text{cm}^3}$$

$$K_{\text{f}} := 4 \cdot 10^{-10} \cdot \frac{\text{W} \cdot \text{s}^2}{\text{T}^{2.4} \cdot \text{cm}^3}$$

$$P_{\text{nucleo}} := \Delta B_{\text{max}}^{2.4} \cdot (K_{\text{h}} \cdot f_{\text{s}} + K_{\text{f}} \cdot f_{\text{s}}^2) \cdot V_{\text{e}}$$

$$P_{\text{nucleo}} = 6.458 \text{ W}$$

Perdas no núcleo de ferrite

$$P_{\text{cu_pri}} := \frac{N_{\text{p}} \cdot I_{\text{e}} \cdot 1.73 \cdot \frac{\mu\text{V} \cdot \text{cm}}{\text{A}}}{S_{\text{pri_cu}}} \cdot I_{\text{pri_rms}}^2$$

$$P_{\text{cu_pri}} = 0.938 \text{ W}$$

$$P_{\text{cu_sec}} := \frac{N_s \cdot I_e \cdot 1.73 \cdot \frac{\mu\text{V} \cdot \text{cm}}{\text{A}}}{S_{\text{sec_cu}}} \cdot I_{\text{sec_rms}}^2$$

$$P_{\text{cu_sec}} = 0.469 \text{ W}$$

$$\Delta D := 0.2$$

$$P_{\text{Ttotal}} := P_{\text{nucleo}} + P_{\text{cu_pri}} + 2P_{\text{cu_sec}}$$

$$L_r := \Delta D \cdot \frac{311 \text{ V}}{4 \cdot n \cdot I_{\text{out_max}} \cdot f_s} = 65.97 \cdot \mu\text{H}$$

$$P_{\text{Ttotal}} = 8.334 \text{ W}$$

$$\Delta T := 23 \cdot \left(\frac{A_e \cdot A_w}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{P_{\text{Ttotal}}}{\text{W}}$$

$$\Delta T = 55.445$$

$$I_{\text{max}} := \frac{(V_{\text{in_min}} \cdot n - V_{\text{out_max}}) D_{\text{max}}}{\Delta I_{\%} \cdot I_{\text{out_max}} \cdot f_s} = 211.64 \cdot \mu\text{A}$$

Cálculo do indutor

Indutância..... $L_o = 211.64 \cdot \mu\text{H}$

Densidade de corrente máxima no condutor..... $J_{\text{maxI}} := 400 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$

Densidade de fluxo magnético..... $B_{\text{maxI}} := 0.15 \text{ T}$

Fator de utilização da área do enrolamento..... $k_{wl} := 0.7$

Frequência no indutor..... $f_l := 2 \cdot f_s$

$I_{\text{Lpico}} := I_{\text{out_max}} + \frac{\Delta I_{\%} \cdot I_{\text{out_max}}}{2} = 11.35 \text{ A}$ Corrente de pico no indutor

$I_{\text{Lrms}} := \sqrt{I_{\text{out_max}}^2 + \left(\frac{\Delta I_{\%} \cdot I_{\text{out_max}}}{2} \right)^2} = 10.091 \text{ A}$ Corrente eficaz no indutor

Núcleo

$$A_e A_w I := \frac{L_o \cdot I_{Lpico} \cdot I_{Lrms}}{B_{max} I^k k_w I^j j_{max} I} = 5.771 \cdot \text{cm}^4$$

$$E = 55$$

$$A_{el} := 3.54 \text{ cm}^2$$

$$A_{wI} := 2.5 \text{ cm}^2$$

$$A_{el} \cdot A_{wI} = 8.85 \cdot \text{cm}^4$$

$$l_{el} := 11.6 \text{ cm}$$

$$V_{el} := 42.5 \text{ cm}^3$$

$$N_I := \frac{L_o \cdot I_{Lpico}}{B_{max} I \cdot A_{el}} = 45.238$$

$$N_w := \text{ceil}(N_I) = 46$$

$$l_{entferro} := \frac{N_I^2 \cdot \mu_o \cdot A_e}{L_o}$$

$$l_{entferro} = 0.668 \text{ cm}$$

Comprimento do entreferro do indutor

$$D_{cu_maxI} := \frac{15 \cdot \text{cm} \cdot s^{-0.5}}{\sqrt{I_I}} = 0.05 \cdot \text{cm}$$

$$AWG \ 25$$

$$D_{cul} := 0.045 \text{ cm}$$

$$S_{cul} := 0.001624 \text{ cm}^2$$

$$S_{\text{isol}} := 0.002078 \text{ cm}^2$$

$$n_I := \frac{\frac{I_{\text{Lrms}}}{J_{\text{maxI}}}}{S_{\text{cuI}}}$$

$$n_{\text{Is}} := \text{ceil}(n_I) = 16$$

Número de condutores em paralelo no indutor

$$R_{\text{fio}} := \frac{0.001419 \frac{\Omega}{\text{cm}} \cdot I_{\text{el}} \cdot N_I}{n_I} = 0.047 \cdot \Omega$$

Resistência do condutor do indutor

$$P_{\text{cu}} := R_{\text{fio}} \cdot I_{\text{Lrms}}^2 = 4.819 \times 10^{-3} \cdot \text{mW}$$

Perdas no cobre do indutor

$$\Delta B := \frac{L_o \cdot \Delta I_{\%} \cdot I_{\text{out_max}}}{A_e \cdot N_I} = 0.023 \text{ T}$$

$$P_{\text{nucleoI}} := \Delta B^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_I + K_f \cdot f_I^2) \cdot V_{\text{el}}$$

$$P_{\text{nucleoI}} = 35.265 \cdot \text{mW}$$

Perdas no núcleo do indutor

$$P_{\text{total_I}} := P_{\text{cu}} + P_{\text{nucleoI}} = 4.854 \text{ W}$$

Perdas totais no indutor

$$\Delta T_I := 23 \cdot \left(\frac{A_{\text{el}} \cdot A_{\text{wl}}}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{P_{\text{total_I}}}{W}$$

$$\Delta T_I = 49.825$$

Variação da temperatura no indutor

$$Exec := \frac{N_I \cdot n_I \cdot S_{isol}}{k_{wI} \cdot A_{wI}} = 0.874$$

Coefficiente de execução

Cálculo do indutor Lr

Indutância..... $L_r = 65.97 \cdot \mu\text{H}$

$I_{Lpico2} := 4\text{A}$

Corrente de pico no indutor

$I_{Lrms2} := I_{pri_rms} = 4.392\text{A}$

Corrente eficaz no indutor

Núcleo

$$A_e A_{wI2} := \frac{L_r \cdot I_{Lpico2} \cdot I_{Lrms2}}{B_{maxI} \cdot k_{wI} \cdot J_{maxI}} = 0.276 \cdot \text{cm}^4$$

$$E=30/14$$

$$A_{el2} := 1.2 \text{cm}^3$$

$$A_{wI2} := 0.85 \text{cm}^2$$

$$A_{el2} \cdot A_{wI2} = 1.02 \cdot \text{cm}^4$$

$$l_{el2} := 6.7 \text{cm}$$

$$V_{el2} := 8 \text{cm}^3$$

$$N_{l2} := \frac{L_r \cdot I_{Lpico2}}{B_{maxI} \cdot A_{el2}} = 14,66$$

$$N_{l2} := \text{ceil}(N_{l2}) = 15$$

$$l_{entferro2} := \frac{N_{l2}^2 \cdot \mu_0 \cdot A_{el2}}{L_r}$$

$$l_{entferro} = 0.668 \cdot \text{cm}$$

Comprimento do entreferro do indutor

$$D_{cu_maxl2} := \frac{15 \cdot \text{cm} \cdot s^{-0.5}}{\sqrt{f_s}} = 0.071 \cdot \text{cm}$$

$$AWG \ 26$$

$$S_{oww} := 0.001287 \text{cm}^2$$

$$n_{l2} := \frac{\frac{I_{Lrms2}}{I_{maxI}}}{S_{cuI}}$$

$$n_{l2} := \text{ceil}(n_{l2}) = 9$$

Número de condutores em paralelo no indutor

$$R_{fio2} := \frac{0.001419 \frac{\Omega}{\text{cm}} \cdot l_{el2} \cdot N_{l2}}{n_{l2}} = 0.016 \cdot \Omega$$

Resistência do condutor do indutor

$$P_{cu2} := R_{fio2} \cdot I_{Lrms2}^2 = 305.662 \cdot \text{mW}$$

Perdas no cobre do indutor

$$\Delta B2 := \frac{L_r \cdot 10A}{A_{el2} \cdot N_{l2}} = 0.366 \text{ T}$$

$$P_{\text{nucleoI2}} := \Delta B2^{2.4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{\text{elI2}}$$

$$P_{\text{nucleoI2}} = 1.877 \times 10^{-3} \cdot \text{mW}$$

Perdas no núcleo do indutor

$$P_{\text{total_I2}} := P_{\text{cuI2}} + P_{\text{nucleoI2}} = 2.183 \cdot \text{W}$$

Perdas totais no indutor

$$\Delta T_{\text{I2}} := 23 \cdot \left(\frac{A_{\text{eI2}} \cdot A_{\text{wI2}}}{\text{cm}^4} \right)^{-0.37} \cdot \frac{P_{\text{total_I2}}}{\text{W}}$$

$$\Delta T_{\text{I}} = 49.825$$

Variação da temperatura no indutor

$$\text{Exec2} := \frac{N_{\text{I2}} \cdot n_{\text{I2}} \cdot S_{\text{isoI}}}{k_{\text{wI}} \cdot A_{\text{wI2}}} = 0.471$$

Coefficiente de execução

Chaves

$$T_c := \frac{1}{f_s}$$

$$I_{\text{Qrms}} := \sqrt{\frac{1}{T_c} \int_0^{D_{\text{max}} \cdot T_c} I_{\text{pri_med}}^2 dt}$$

$$I_{\text{Qrms}} = 2.795 \text{ A}$$

Corrente eficaz na chave

$$V_{\text{Qmax}} := V_{\text{in_max}} = 400 \text{ V}$$

Tensão reversa máxima na chave

$$I_{\text{Qpico}} := \frac{I_{\text{pri_med}}}{2 \cdot D} = 6.548 \text{ A}$$

Corrente de pico na chave

Perdas

Condução

$$R_{DSon} := 0.16 \Omega$$

$$P_{Qcond} := R_{DSon} \cdot I_{Qrms}^2$$

$$P_{Qcond} = 1.25 \text{ W}$$

Perda de condução na chave

Comutação

$$V_{gs} := 15 \text{ V}$$

$$V_p := 3 \text{ V}$$

$$r_g := 0.66 \Omega$$

$$I_{gs} := \frac{V_{gs} - V_p}{r_g} = 18.182 \text{ A}$$

$$Q_{sw} := 12.7 \text{ nC} + 45.8 \text{ nC} = 5.85 \times 10^{-8} \text{ C}$$

$$t_{on} := \frac{Q_{sw}}{I_{gs}} = 3.218 \text{ ns}$$

$$t_{off} := t_{on}$$

$$P_{Qcom} := \frac{1}{2} \cdot I_{Qpico} \cdot V_{Qmax} \cdot (t_{on} + t_{off}) \cdot f_s = 0.379 \text{ W}$$

$$P_{Qtotal} := P_{Qcom} + P_{Qcond} = 1.629 \text{ W}$$

Dissipadores

$$T_a := 40^\circ \text{C}$$

$$T_j := 100^\circ \text{C}$$

$$R_{jc} := 0.52 \frac{K}{W}$$

$$R_{da} := \frac{T_j - T_a}{P_{Qtotal}} - R_{jc} = 36.308 \frac{K}{W}$$

Diodos

$$I_{Dmed} := \frac{1}{T_c} \cdot \left[\int_0^{(1-D_{max}) \cdot T_c} \frac{I_{out_max}}{2} dt + \int_0^{D_{max} \cdot T_c} I_{out_max} dt \right]$$

$$I_{Dmed} = 5 \text{ A}$$

Corrente média em um diodo de saída

$$V_{sec_max} := V_{in_max} \cdot \frac{N_s}{N_p} = 209.524 \text{ V}$$

$$600 \cdot \frac{N_s}{N_p} \cdot 2 = 628.571$$

$$V_{Dmax} := V_{sec_max} \cdot 2$$

$$V_{Dmax} = 419.048 \text{ V}$$

Tensão reversa máxima no diodo

Perdas

$$P_{Dcond} := I_{Dmed} \cdot V_f$$

$$P_{Dcond} = 2.25 \text{ W}$$

Perda de condução em um diodo

Dissipadores

$$T_{aD} := 40 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$T_{jD} := 100 \text{ } ^\circ\text{C}$$

$$R_{jcD} := 2 \frac{K}{W}$$

$$R_{daD} := \frac{T_{jD} - T_{aD}}{P_{Dcond}} - R_{jcD} = 24.667 \cdot \frac{K}{W}$$

Rendimento

Perdas totais

$$P_t := P_{Ttotal} + P_{total_I} + 4 \cdot P_{Qtotal} + 2 \cdot P_{Dcond}$$

$$P_t = 24.205 \text{ W}$$

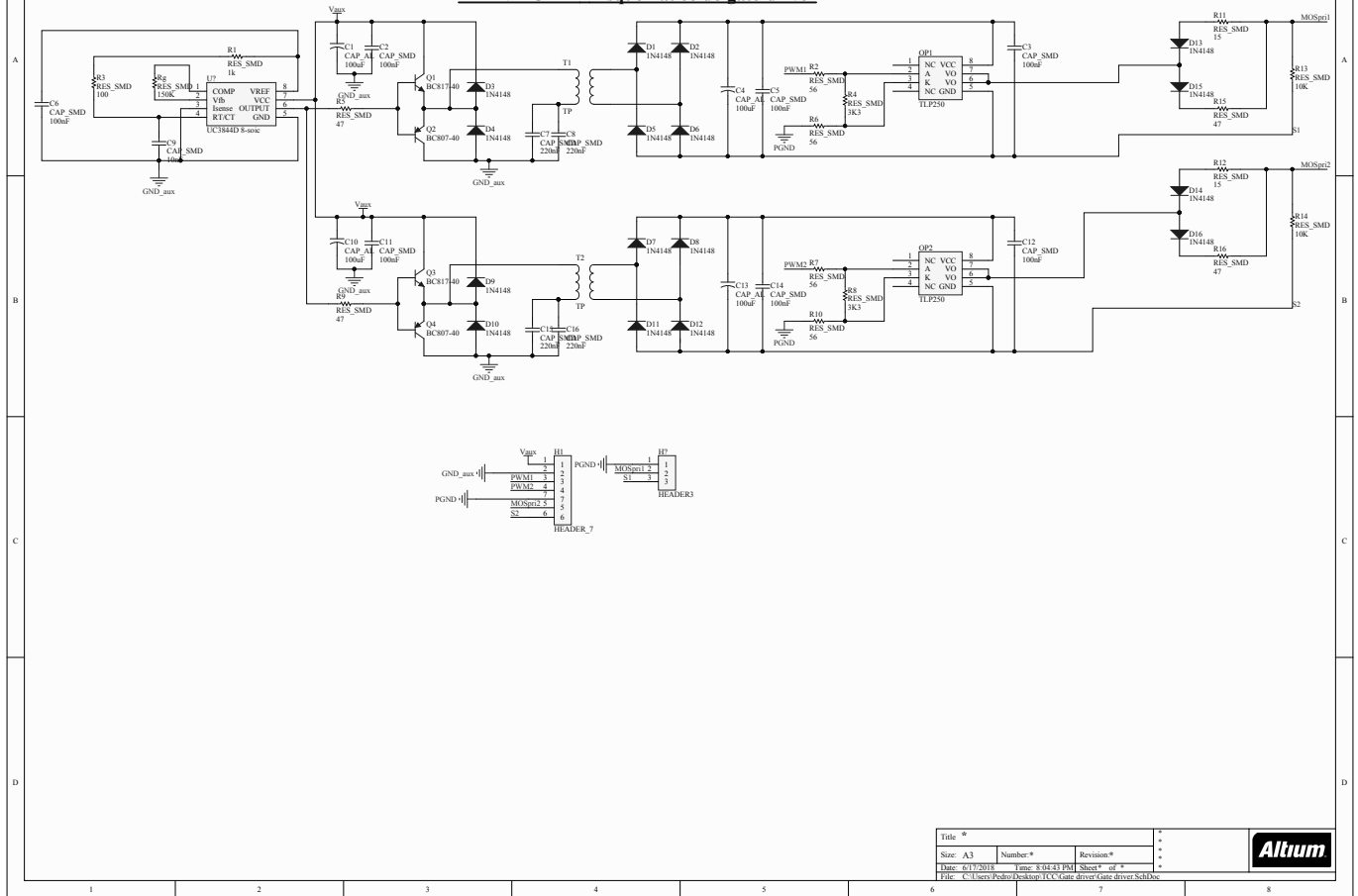
Perdas totais no conversor

$$\eta_f := \frac{P_{out}}{P_{out} + P_t}$$

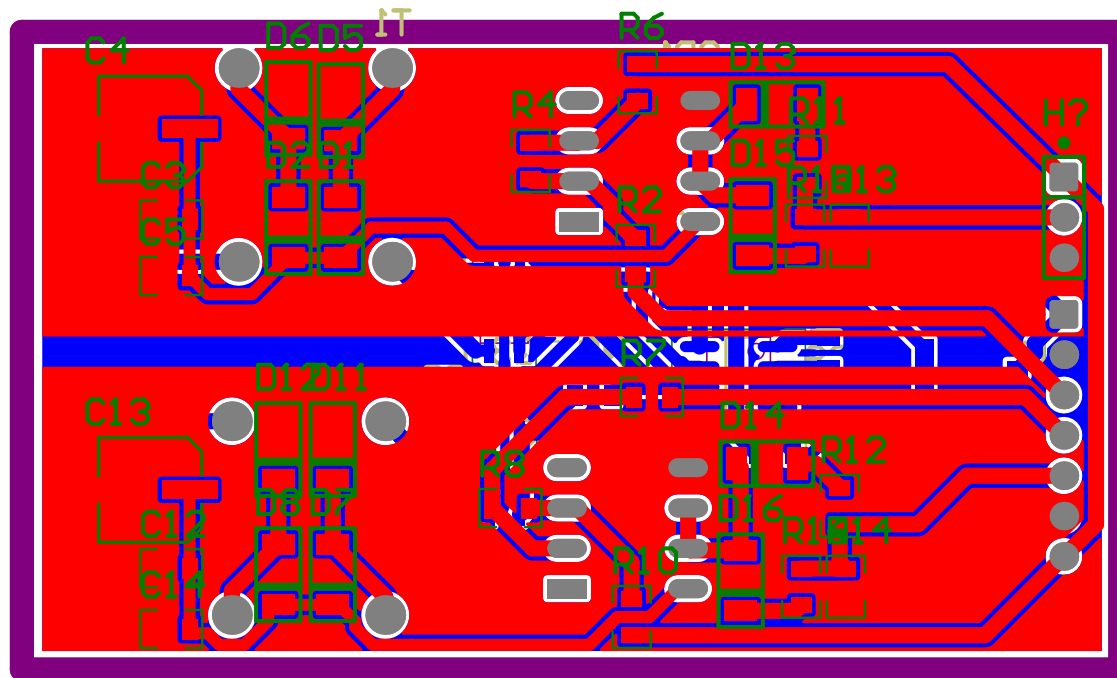
$$\eta_f = 97.637\%$$

Rendimento teórico do conversor

APÊNDICE D – Esquemático do gate-driver

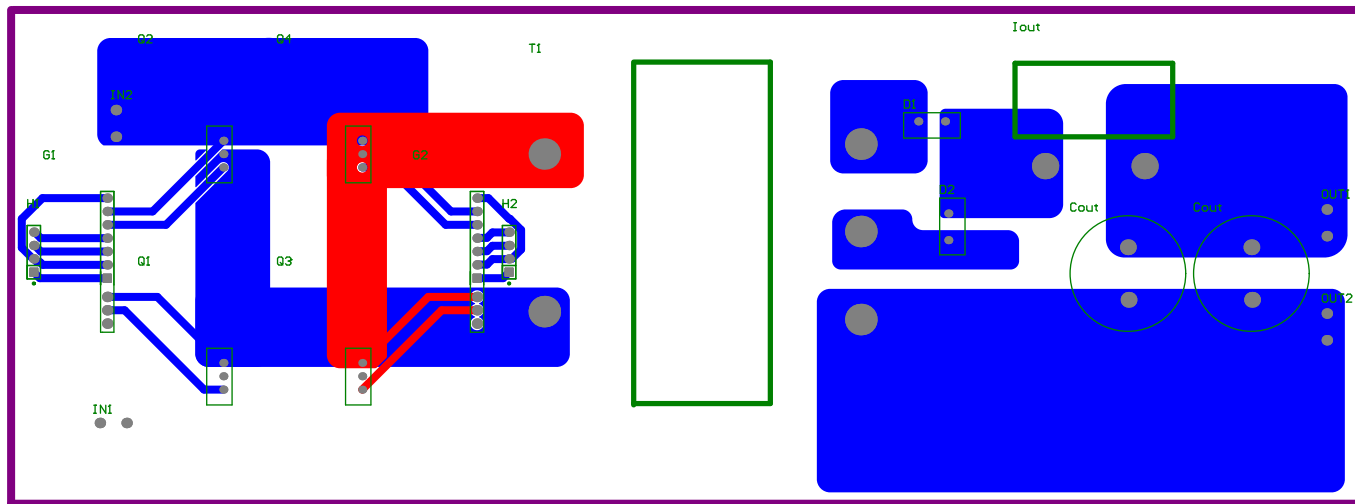


APÊNDICE E □ *Layout da placa do gate-driver*

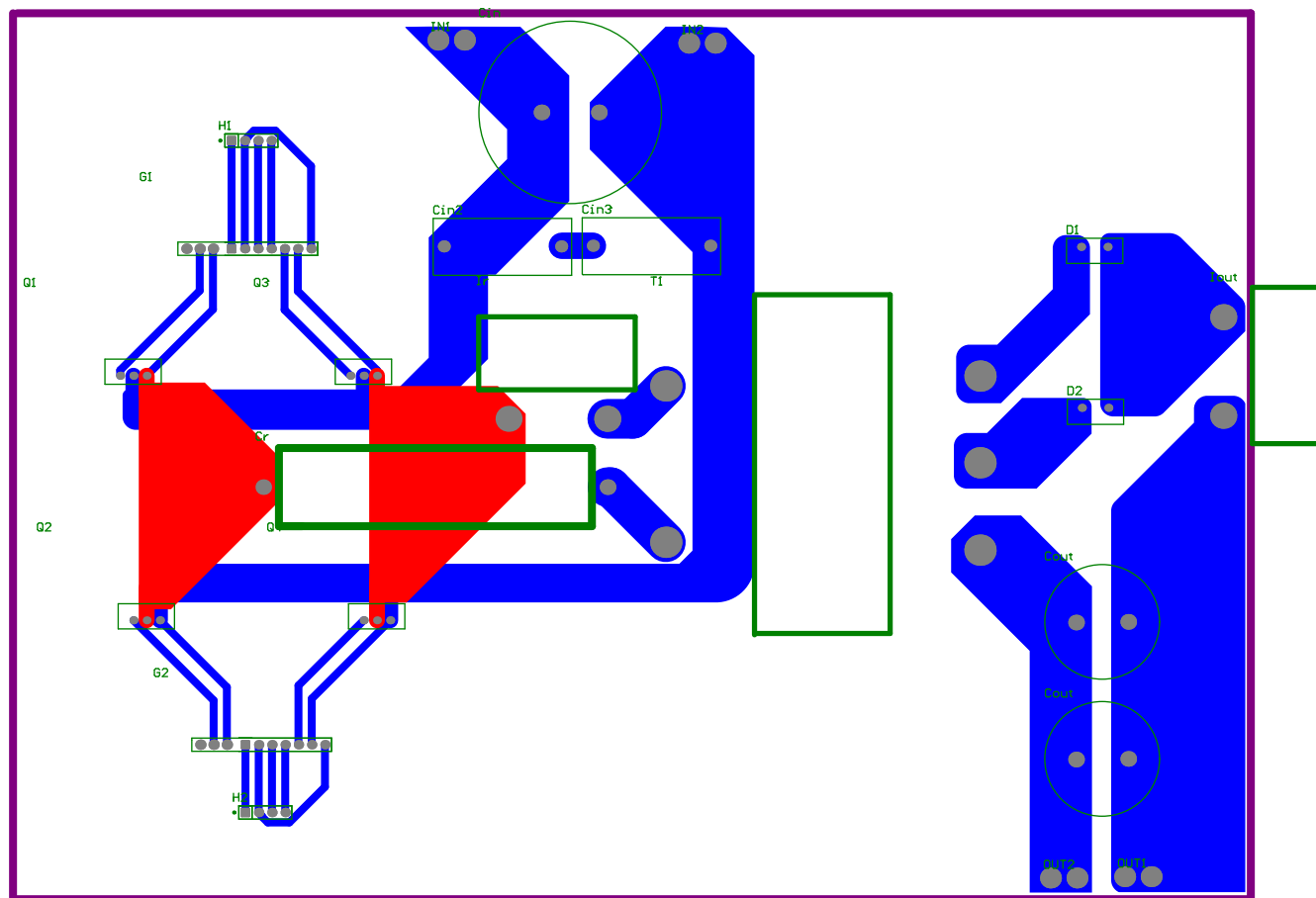


IH

APÊNDICE F □ Primeiro *layout* da placa de potência



APÊNDICE G □ Segundo *layout* da placa de potência



APÊNDICE H – Código do controle implementado em simulação

```
g_nStepCount++;
```

```
    Ncount = Ts /(10*delt);
```

```
    if (count == Ncount||count==0){
```

```
        flagSample = 1;
```

```
        count = 1;
```

```
    }
```

```
    if (flagSample == 1){
```

```
        //          Sample the inputs
```

```
        Io = in[0];
```

```
        Vo = in[1];
```

```
        Ioref = in[2];
```

```
        Voref = in[3];
```

```
        if (VcontrolFlag == 1){
```

```
            //          Calculate the Voltage loop PI controller using Trapezoidal
```

Rule

```
            erri = Ioref*1.03 - Io;
```

```
            if (erri < 0){ //if current output is over reference, switch to current control
```

```
                IcontrolFlag = 1;
```

```
                VcontrolFlag = 0;
```

```
                yv = 0;
```

```
            }
```

```
            errv = Voref - Vo;
```

```
            yv = yv + 0.054*10610*errvv*Ts / 10 + 0.054*(errv - errvv);
```

```
            errvv = errv;
```

```
            // Output
```

```
            out[0] = yv;
```

```

    }
    if (IcontrolFlag == 1){
        //      Calculate the current loop PI controller
        errv = 1.03*Voref - Vo;
        if (errv < 0){ //if voltage output is over reference, switch to voltage control
            VcontrolFlag = 1;
            IcontrolFlag = 0;
            yi = 0;
        }
        // Output
        erri = Ioref - Io;
        yi = yi + 541.181*0.697*errii*Ts / 10 + 0.697*(erri - errii);

        errii = erri;

        out[0] = yi;
    }
}

count++;

```